

Renato Nunes Moraes

Aplicação de dsPIC no acionamento e controle
de um motor *brushless* CC de um carro elétrico

São Carlos, Brasil

Junho 2015

Renato Nunes Moraes

Aplicação de dsPIC no acionamento e controle de um
motor *brushless* CC de um carro elétrico

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Escola de Engenharia de São Carlos, da
Universidade de São Paulo.

Universidade de São Paulo – USP
Escola de Engenharia de São Carlos
Departamento de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof^{fa}. Vilma Alves de Oliveira

São Carlos, Brasil

Junho 2015

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Moraes, Renato Nunes
MM827a Aplicação de dsPIC no acionamento e controle de um
motor brushless CC de um carro elétrico / Renato Nunes
Moraes; orientadora Vilma Alves de Oliveira. São
Carlos, 2015.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2015.

1. BLDC. 2. controle. 3. corrente contínua. 4. PWM.
5. sensores Hall. 6. comutação eletrônica. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Renato Nunes Moraes

Título: “Aplicação de dsPIC no acionamento e controle de um motor brushless CC de um carro elétrico”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 30 / 06 / 2015,

com NOTA 8,0 (oito , zero), pela Comissão Julgadora:

Profa. Titular Vilma Alves de Oliveira - (Orientadora - SEL/EESC/USP)

Prof. Associado Luiz Carlos Passarini - (SMM/EESC/USP)

Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar - (SEL/EESC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

À minha família.

Agradecimentos

Agradeço à professora Dra. Vilma Alves de Oliveira pela orientação e estímulo durante o trabalho e ao professor Dr. Manoel Luis de Aguiar pelo apoio e sugestões.

Ao engenheiro Cesar Domingues pelo grande apoio e colaboração técnica, ao CNPq pela bolsa PIBIC e a todos que, em algum momento, colaboraram para a realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho apresenta o estudo e a implementação de um sistema de controle e acionamento de um motor *brushless* utilizado na tração motora de um veículo elétrico. Esses motores não possuem escovas, portanto, a comutação é realizada eletronicamente. A lógica de comutação para o motor é desenvolvida utilizando sensores de efeito Hall para a realimentação da posição do rotor. A ação de controle utilizada é a proporcional-integral, a qual é implementada via PWM em um dsPIC. O circuito de potência implementado é uma ponte inversora trifásica de média potência para operação no modo seis pulsos 120°, responsável pelo acionamento das fases do motor. As placas de circuito impresso dos circuitos projetados foram confeccionadas e ensaios de detecção da ordem das fases do motor, sequência de chaveamento da ponte inversora e de identificação de um modelo matemático para o motor foram realizados. O acionamento, o controle e os testes realizados com a ponte inversora e com sistema final foram bem sucedidos. Este trabalho servirá como plataforma de desenvolvimento para controle de velocidade de um veículo elétrico, possibilitando a realização de ensaios de frenagem para efetuar a inversão da corrente, o projeto de uma malha de controle de corrente e estudo da utilização outros microcontroladores.

Palavras-chave: BLDC, *brushless*, comutação eletrônica, PWM, controlador PI, sensores Hall, dsPIC, ponte trifásica, controle de velocidade

Abstract

This work presents the study and design of a brushless DC motor drive and control system to be used in an electric car. This type of motor is electronically commutated, since they are brushless. The motor commutation logic is implemented using Hall effect sensors for rotor position feedback. The control used is a proportional-integral controller implemented via PWM in a dsPIC microcontroller. The power circuit developed is a three-phase middle power inverter bridge in the six step 120° mode, responsible for the motor driving. The printed circuit boards were built and tested. Also, tests for the detection of the phase order, driving sequence and identification of the motor were performed. Both driving and control systems worked as expected as well as the inverter bridge. This work will serve as a development platform for future projects as speed control with braking tests to reverse the current, a design current control loop and the use of another microcontroller.

Keywords: BLDC, *brushless*, electronic commutation, PWM, PI controller, Hall effect sensors, dsPIC, inverter bridge, speed control

Lista de ilustrações

Figura 1 – Estator de um motor BLDC. Adaptado de [1]	24
Figura 2 – Representação do motor BLDC em parâmetros concentrados. Adaptado de [2]	26
Figura 3 – Característica torque/velocidade. Adaptado de [1]	27
Figura 4 – Diagrama simplificado de um motor BLDC. Adaptado de [3]	29
Figura 5 – Diagrama simplificado de uma ponte inversora trifásica. Adaptado de [3]	31
Figura 6 – Sinais gerados pelos sensores Hall durante a rotação do motor defasados em 120°	31
Figura 7 – Sequência de chaveamento de cada um dos MOSFETs da ponte trifásica	31
Figura 8 – Diagrama geral simplificado do sistema de controle e acionamento indicando as conexões e realimentação	33
Figura 9 – Conexão típica de utilização do CI IR2110 para o acionamento de um braço da ponte inversora com MOSFET IRFP450	34
Figura 10 – Corrente flui pela parte superior de um braço da ponte e pelo CI IR2110 quando Q1 está em condução	34
Figura 11 – Corrente que flui pela parte inferior de um braço da ponte e pelo CI IR2110 quando Q2 está conduzindo	35
Figura 12 – Motor utilizado no projeto	37
Figura 13 – Diagrama de blocos do CI MC33039. Adaptado de [4]	39
Figura 14 – Resposta ao degrau	40
Figura 15 – Corrente do sistema para resposta ao degrau	40
Figura 16 – Respostas ao degrau do sistema e do modelo identificado no MATLAB	41
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema em malha aberta	41
Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada	41
Figura 19 – Fluxograma do acionamento	44
Figura 20 – Sequência de chaveamento de cada um dos MOSFETs da ponte trifásica com controle PWM	44
Figura 21 – Controladores projetados que não atendem à restrição do sinal de controle entre 0 e 1	47
Figura 22 – Resposta do sistema em malha aberta e malha fechada com controlador contínuo	48
Figura 23 – Resposta do sistema em malha fechada com o controlador discreto e contínuo	48
Figura 24 – Fluxograma do controle em malha fechada	49
Figura 25 – Resposta do sistema em malha fechada para uma referência de $18,85rad.s^{-1}$ ou $180RPM$	50

Figura 26 – Corrente do sistema para uma resposta em malha fechada de $18,85rad.s^{-1}$ ou $180RPM$	50
Figura 27 – Resposta do sistema para um degrau de $14,67rad.s^{-1}$ seguido por um de $24,09rad.s^{-1}$ ($140RPM$ e $230RPM$)	51
Figura 28 – Corrente do sistema para a resposta com um degrau de $14,67rad.s^{-1}$ seguido por um de $24,09rad.s^{-1}$ ($140RPM$ e $230RPM$)	51
Figura 29 – Plataforma dsPIC33FJ128MC802	53
Figura 30 – Circuito Optoacoplador	54
Figura 31 – Ponte Trifásica	55
Figura 32 – Bateria de Li-ion de 36V	55

Lista de tabelas

Tabela 1 – Relação entre velocidade de rotação do motor e tensão de saída do CI MC33039	39
Tabela 2 – Características dsPIC33FJ128MC802	42
Tabela 3 – Tabela de sensores e fases para acionamento no sentido horário	42
Tabela 4 – Tabela de sensores e fases para acionamento no sentido anti-horário . .	43

Lista de abreviaturas e siglas

CC	Corrente contínua
PWM	Pulse width modulation — Modulação por largura de pulso
VSI	Voltage Source Inverter
MOSFET	Metal–oxide–semiconductor Field-effect Transistor — Transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i> — Motor sem escovas de corrente contínua
PI	Proporcional-Integrador
dsPIC	Digital Signal Peripheral Interface Controller
CI	Curcuito Integrado
CN	Change Notification

Sumário

1	INTRODUÇÃO	21
2	MOTOR BRUSHLESS CC	23
2.1	Estator	23
2.2	Rotor	24
2.3	Sensores Hall	24
2.4	Modelo dinâmico	25
2.5	Característica torque/velocidade	27
3	PONTE INVERSORA E MODO DE OPERAÇÃO	29
3.1	Ponte inversora	30
3.1.1	Modo de operação de seis pulsos 120°	30
4	AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA	33
4.1	Gate driver	33
4.2	Componentes de <i>bootstrap</i>	34
4.3	Circuito optoacoplador	36
5	MODELO DO MOTOR E ACIONAMENTO	37
5.1	Sensor de velocidade de rotação	38
5.2	Resposta ao degrau	38
5.3	Identificação do modelo do motor	39
5.4	Lógica do acionamento	42
5.4.1	Comutação eletrônica	42
6	CONTROLE DE VELOCIDADE	45
6.1	Ação de controle	45
6.1.1	Sintonia	45
6.1.2	Discretização e implementação no dsPIC	46
7	CIRCUITOS IMPLEMENTADOS	53
7.1	Plataforma dsPIC	53
7.2	Circuitos implementados	54
8	CONCLUSÃO	57
	Apêndice A – ESQUEMÁTICO PONTE TRIFÁSICA	59

Apêndice B – CIRCUITO OPTOACOPLADOR	61
Apêndice C – INTERRUPÇÃO TIMER – CONTROLADOR PI	63
Referências	65

1 Introdução

Os motores *brushless* de corrente contínua (sem escovas) (BLDC, das iniciais em inglês) são de grande importância e aplicação em diversas áreas como servomecanismos, propulsão de carros elétricos, médica, automação industrial, eletrodomésticos, aeroespacial e instrumentação. Os motores BLDC não utilizam escovas para comutação, ao invés disso, são eletronicamente comutados. Nos carros elétricos, sua instalação tende a ser mais acessível, além disso, o motor pode trabalhar com sobrecarga de até dez vezes sua carga nominal durante um curto período de tempo [5], [6].

Motores BLDC possuem diversas vantagens em relação à motores CC com escovas e motores de indução como alta resposta dinâmica, alta eficiência, vida útil longa, operação sem ruído, boa característica de torque *versus* velocidade e trabalham em grandes faixas de velocidade. Além disso, a relação de torque entregue pelo tamanho do motor é alta, fazendo com que este tipo de motor seja útil onde espaço e peso sejam fatores críticos [1].

Em carros elétricos, a grande desvantagem são os sistemas de armazenamento de energia: as baterias. Estas, por sua vez, possuem várias limitações; o peso de um conjunto de baterias pode representar grande parte do peso final do veículo, outro problema é a capacidade limitada de carga e o tempo para carregamento de cada bateria, que tornam necessária a associação de várias unidades para alimentar todos os componentes elétricos do veículo em operação. Além dos problemas apresentados, há também a questão do consumo ineficiente ou desnecessário de energia, ou seja, a energia drenada da bateria que não é utilizada para promover torque no motor é consumida sem necessidade, diminuindo a autonomia do veículo.

As pontes inversoras de tensão são conversores estáticos utilizados para controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga alternada, com controle dos níveis do valor eficaz da tensão e da frequência. Neste trabalho, trata-se de pontes inversoras trifásicas com modo de operação seis pulsos 120° e será empregada no acionamento de um motor BLDC [7].

A aplicação do circuito de acionamento e controle do motor, neste trabalho, será empregada no carro elétrico da equipe Mileage EESC-USP, que busca o desenvolvimento de um protótipo automotivo de alta eficiência energética. Os Capítulos 2, 3, 4 e 5 abordam a parte de potência e acionamento e o Capítulo 6 aborda o controle.

2 Motor brushless CC

Motores BLDC são motores síncronos, ou seja, o campo magnético gerado pelo estator e o campo magnético do rotor giram na mesma frequência. Existem motores BLDC monofásicos, bifásicos e trifásicos, com o estator tendo o mesmo número de enrolamentos dependendo do número de fases. Dentre esses, o motor trifásico é o mais popular e utilizado amplamente, sendo o foco deste trabalho [1].

No artigo *Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles* [8], os autores descrevem uma metodologia para o dimensionamento de sistemas de tração para veículos elétricos e híbridos baseada na dinâmica veicular e considerando três condições de operação: aceleração inicial, velocidade nominal do veículo e velocidade máxima do veículo [9].

Neste mesmo artigo [8], os autores afirmam que estas três condições de operação fornecem as restrições de projeto básicas para os sistemas de tração para veículos elétricos, híbridos, e que um sistema de tração capaz de atender essas restrições funcionará adequadamente nos demais regimes de operação. Os parâmetros que definem as restrições de projeto são: velocidade nominal do veículo, tempo especificado para o veículo atingir a velocidade nominal, velocidade máxima do veículo e massa do veículo [9].

O objetivo é atender às restrições de projeto de redução de potência, ou seja, obter um perfil de torque-velocidade bom para o sistema de tração elétrica e que atenda às condições operacionais com o mínimo peso, volume e custo. Os parâmetros para o projeto do sistema de tração são: potência nominal do motor elétrico, velocidade nominal do motor, velocidade máxima do motor, extensão além da velocidade nominal do motor na faixa de operação a potência constante e relação de transmissão entre a ponta de eixo do motor e o eixo das rodas [9].

2.1 Estator

O estator do motor *brushless* é formado por lâminas de aço sobrepostas com bobinas colocadas em ranhuras axialmente cortadas ao longo da periferia de sua parte interna. O estator se assemelha ao de um motor de indução, no entanto, os enrolamentos são distribuídos de maneira diferente. Um exemplo de estator pode ser visto na Fig. 1 [1].

A maioria dos motores BLDC tem três enrolamentos conectados em estrela, como motores de disco rígido. Motores de aeromodelos possuem conexão em delta. Cada um desses enrolamentos são construídos com várias bobinas interconectadas para formar um enrolamento. Uma ou mais bobinas são colocadas nas ranhuras e são conectadas de modo a formar um enrolamento, cada um desses enrolamentos são distribuídos pela periferia do



Figura 1 – Estator de um motor BLDC. Adaptado de [1]

estator para formar um número par de pólos [1].

2.2 Rotor

O rotor é feito de ímã permanente e pode variar o número de polos com Norte e Sul alternados. Baseado na densidade de campo magnético necessária no rotor, o material magnético apropriado é escolhido para fazer o rotor. Ímãs de ferrite são geralmente usados para fazer ímãs permanentes, porém, com o avanço da tecnologia, ímãs de liga de terras raras estão ganhando popularidade. Os ímãs de ferrite são mais baratos mas tem a desvantagem de baixa densidade de fluxo num dado volume, em contraste, a liga possui alta densidade de fluxo por volume e permite ao motor ser comprimido ainda mais para a mesma quantidade de torque. Além disso, os ímãs dessas ligas melhoram a razão tamanho/peso e fornecem torque maior para o mesmo tamanho de motor que usam ímãs de ferrite [1]. O rotor do motor utilizado neste trabalho é externo.

2.3 Sensores Hall

Diferente de um motor CC com escovas, a comutação de um motor BLDC é controlada eletronicamente. Para girar o motor, os enrolamentos do estator devem ser energizados em uma sequência. É importante saber a posição do rotor a fim de entender qual enrolamento será energizado, seguindo a sequência de energização. A posição do rotor é dada usando sensores de efeito Hall incorporados no estator [1].

A maioria dos motores BLDC possuem três sensores Hall no estator. Sempre que o pólo magnético do rotor passa perto do sensor Hall, é dado um sinal de nível alto ou baixo, indicando que um polo norte ou sul está passando pelo sensor. Baseado na combinação dos sinais dos três sensores Hall, a sequência exata de comutação pode ser determinada [1].

De acordo com a disposição física dos sensores Hall, existem dois tipos de saída. Os sensores podem estar a 60° ou 120° defasados um dos outros. Com base nisso, o fabricante do motor define a sequência de comutação que deve ser seguida para controlar o motor [1].

Em cada sequência de comutação, um dos enrolamentos é energizado positivamente (corrente entra no enrolamento), o outro enrolamento é energizado negativamente (corrente sai do enrolamento) e o terceiro fica numa condição sem energização. O torque é produzido pela interação entre o campo magnético gerado pelas bobinas do estator e os ímãs permanentes [1].

Idealmente, o pico do torque ocorre quando os campos estão a 90° um do outro e diminui conforme os campos se movem. A fim de manter o motor girando, o campo magnético produzido pelos enrolamentos deve trocar de posição enquanto o rotor se move para tentar alcançar o campo do estator. O processo de buscar o máximo torque é conhecido como “Comutação de Seis Passos” ou “*Six-Step Commutation*” e define a sequência de energização dos enrolamentos [1].

2.4 Modelo dinâmico

Por fase, os enrolamentos do estator apresentam as seguintes equações em termos dos parâmetros elétricos concentrados do motor [10] [11]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \theta_r \\ e_b \theta_r \\ e_c \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde, v_j é a tensão de fase do enrolamento j , i_j é a corrente de fase do enrolamento j , e_j é a força contra-eletromotriz da fase j , L_j é a indutância própria da fase j , M é a indutância mútua do motor BLDC, R_j é a resistência da fase j e θ_r é o ângulo mecânico do rotor. Com $j = a, b, c$ [2].

Em virtude da simetria dos enrolamentos de fase do motor BLDC, define-se, $R_a = R_b = R_c \equiv R$, e $L_a = L_b = L_c \equiv L$. Considerando as correntes estatóricas balanceadas, $i_a + i_b + i_c = 0$, o modelo da equação 2.1 pode ser simplificado como [2]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \theta_r \\ e_b \theta_r \\ e_c \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Da equação 2.2 tem-se a representação de um motor BLDC com um inversor trifásico mostrado na Fig. 2. O torque eletromagnético é determinado por [2]:

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} [e_a(\theta_r)i_a + e_b(\theta_r)i_b + e_c(\theta_r)i_c] \quad (2.3)$$

onde T_e é o torque eletromagnético do motor BLDC e ω_r é a velocidade angular de rotação [2].

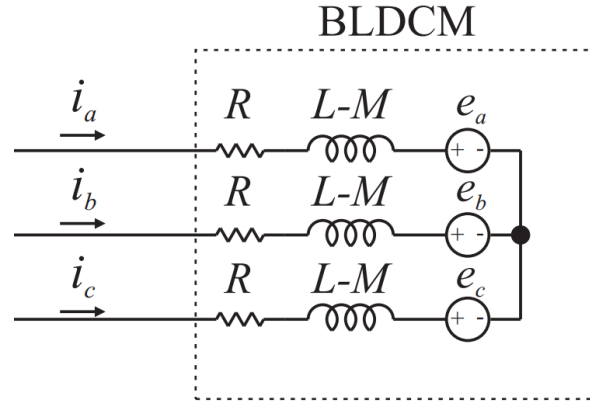


Figura 2 – Representação do motor BLDC em parâmetros concentrados. Adaptado de [2]

As equações diferenciais do comportamento dinâmico mecânico são [2]:

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_c - B \omega_r \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \frac{P}{2} \omega_r \quad (2.5)$$

onde J é a constante de inércia do motor BLDC, B é o coeficiente de atrito viscoso, T_c é o torque de carga e P é o número de polos do motor [2].

Expressando (2.2) - (2.4) em equações de espaço de estado na forma [2]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (2.6)$$

determina-se o seguinte vetor de estado,

$$\mathbf{x} = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad \omega_r \quad \theta_r]^T \quad (2.7)$$

o vetor de entrada,

$$\mathbf{u} = [e_a \theta_r \quad e_b \theta_r \quad e_c \theta_r \quad T_c]^T \quad (2.8)$$

a matriz de estado,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{e_a \theta_r}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & -\frac{e_b \theta_r}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & -\frac{e_c \theta_r}{(L-M)\omega_r} & 0 \\ \frac{e_a \theta_r}{\omega_r} & \frac{e_b \theta_r}{\omega_r} & \frac{e_c \theta_r}{\omega_r} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

e a matriz de entrada,

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

2.5 Característica torque/velocidade

Existem dois parâmetros usados para definir um motor BLDC: o torque de pico denotado T_P e o torque nominal denotado T_N . Nesse tipo de motor, o torque continua constante para uma faixa de valores até a velocidade nominal e, durante a operação contínua, pode ser carregado até o torque nominal. O motor pode alcançar a velocidade máxima de até 150% de sua velocidade nominal, porém, isso faz com que o torque comece a diminuir. A Fig. 3 mostra um exemplo de característica torque/velocidade [1].

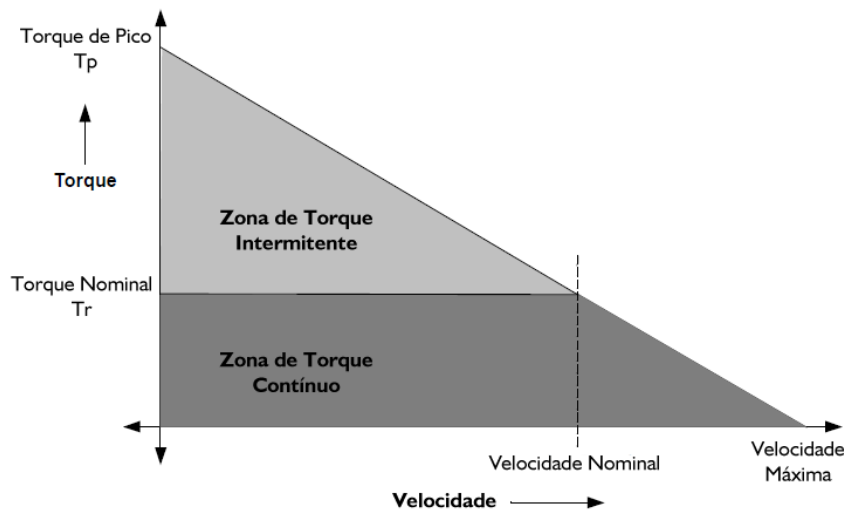


Figura 3 – Característica torque/velocidade. Adaptado de [1]

Aplicações que tem frequentes partidas, paradas e inversão de rotação com carga no motor, demandam mais torque do que o torque nominal. Esta demanda acontece por um breve período, especialmente quando o motor parte da inércia e durante aceleração. Durante esses períodos, um torque extra é necessário para superar a inércia da carga e do próprio motor, que pode entregar um torque máximo T_P , contanto que siga a curva de torque/velocidade da Fig. 3 [1].

3 Ponte inversora e modo de operação

A comutação do motor BLDC é baseada no sensoreamento da posição do rotor e na energização das fases que irão produzir a maior quantidade de torque. De acordo com a Fig. 4, o rotor caminha 60 graus elétricos por passo de comutação. O caminho apropriado da corrente do estator é ativado quando o rotor está a 120 graus do alinhamento com o campo magnético correspondente do estator e desativado quando o rotor está a 60 graus do alinhamento, que é o momento onde o próximo circuito é ativado e o processo se repete. No motor simplificado da Fig. 4, uma volta elétrica é igual a uma volta mecânica. Na prática, motores BLDC possuem mais de um dos circuitos elétricos mostrados, conectados em paralelo uns com os outros, correspondendo a um motor de ímã permanente multipolos.

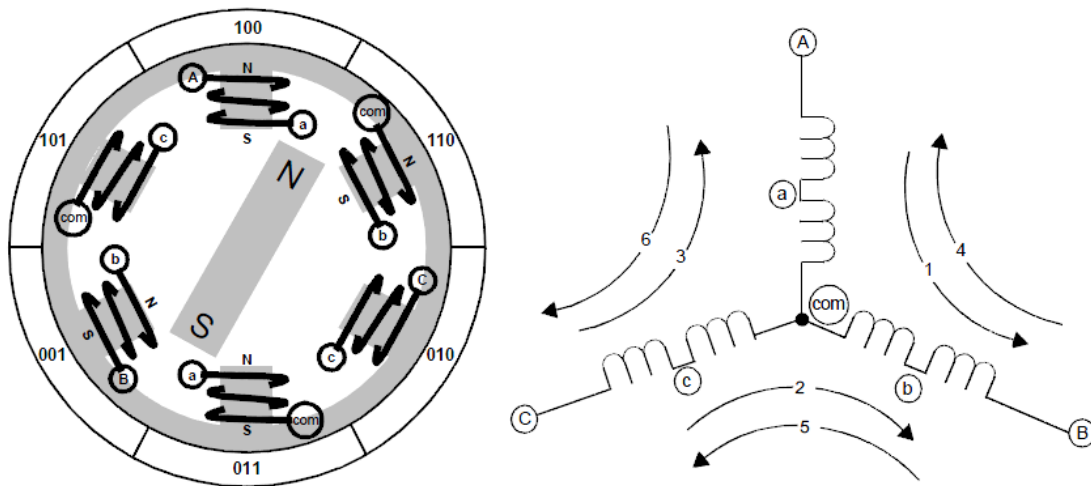


Figura 4 – Diagrama simplificado de um motor BLDC. Adaptado de [3]

O controle das chaves semicondutoras pode ser feito através de um microcontrolador, como é o caso deste trabalho, que realiza a leitura dos sensores de posição do rotor e gera sinais para ligar ou desligar as chaves de acordo com a sequência de comutação das chaves. A velocidade do motor é proporcional à corrente aplicada em seus terminais e, conseqüentemente, à tensão CC de alimentação. Para variar a velocidade, usa-se a modulação por largura de pulsos (Pulse Width Modulation) para acionar as chaves, assim, a tensão média aplicada ao motor será proporcional à tensão do barramento CC e ao *duty cycle* do PWM. O microcontrolador regula a tensão média aplicada ao estator através do controle do ciclo de trabalho do PWM, controlando a velocidade. A frequência do PWM deve ser ao menos 10 vezes maior que a maior frequência de rotação do motor [5].

3.1 Ponte inversora

O acionamento do motor é realizado através de uma ponte inversora trifásica, onde cada fase é conectada a um braço da ponte formada por seis chaves controladas, no caso deste trabalho, MOSFETs. Ao controlar essas chaves, controla-se a rotação do motor.

A Fig. 5 mostra um circuito simplificado de acionamento. Controles individuais para a parte superior e inferior dos braços permitem gerar nível alto, baixo ou nulo em cada um dos terminais do motor. Uma precaução que se deve tomar com esse tipo de circuito é que o lado superior e inferior do braço nunca sejam acionados ao mesmo tempo [3].

Outra precaução para evitar que ambas as chaves estejam ativas ao mesmo tempo é o chamado *dead time* ou “tempo morto”. Quando ocorre a transição da chave superior para a chave inferior, o tempo necessário para que a chave superior desligue deve terminar antes da chave inferior começar a ligar. Como os circuitos da ponte demoram mais para desligar do que para ligar, um tempo extra deve ser reservado para que ambas as chaves não estejam ligadas ao mesmo tempo [3].

3.1.1 Modo de operação de seis pulsos 120°

Para este trabalho, o método utilizado foi o de seis pulsos 120° que tem uma frequência em sincronismo com a frequência do motor, ou seja, a frequência do conversor elétrico de potência é comandada pela posição do rotor. Isto é conseguido através dos sensores Hall, que enviam sinais a cada 60° elétricos conforme Fig. 6 [7].

No caso da máquina trifásica, há três sensores de posição instalados no estator a cada 120° elétricos, que enviam sinais lógicos ao circuito de controle que determina quais chaves da ponte inversora trifásica devem ser acionadas a cada instante de tempo [7].

Na lógica de operação no modo seis pulsos 120°, somente duas chaves da ponte inversora estão ligadas simultaneamente, sendo uma da semi ponte negativa e a outra da semi ponte positiva conforme Fig. 5. Na Fig. 7 tem-se a sequência de chaveamento em cada um dos *gates* dos MOSFETs da ponte [7].

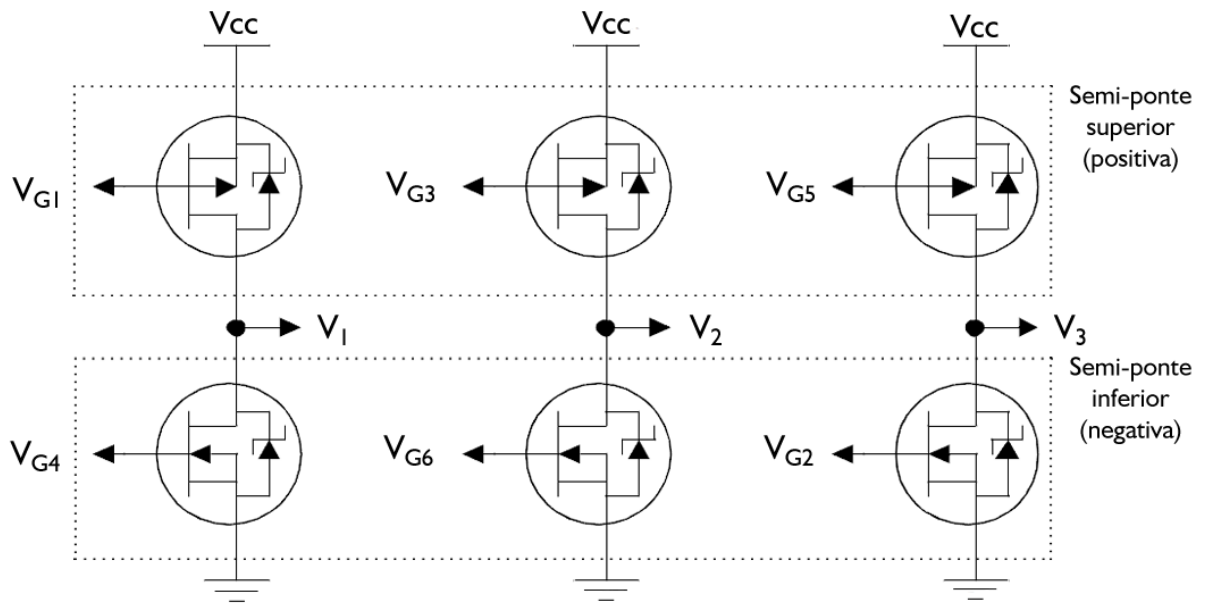


Figura 5 – Diagrama simplificado de uma ponte inversora trifásica. Adaptado de [3]

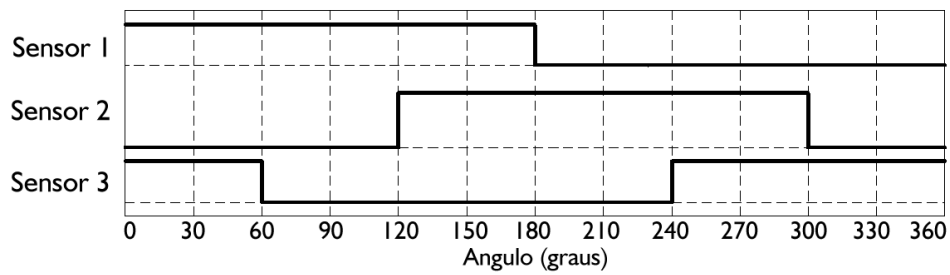


Figura 6 – Sinais gerados pelos sensores Hall durante a rotação do motor defasados em 120°

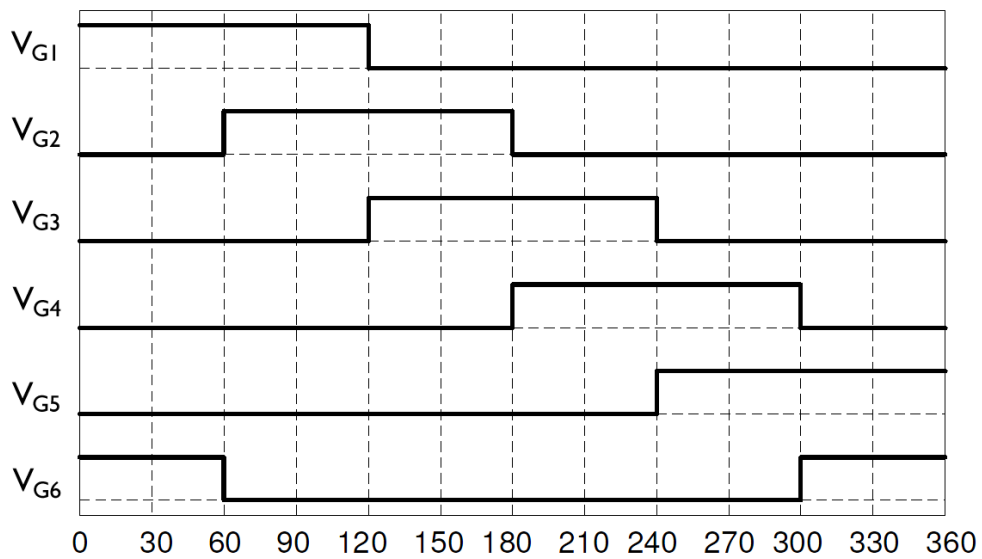


Figura 7 – Sequência de chaveamento de cada um dos MOSFETs da ponte trifásica

4 Amplificador de potência

Para o acionamento e funcionamento de um motor BLCC, foi necessário o uso de um circuito de potência para realizar a interface entre o circuito lógico e o motor. O amplificador é composto pela ponte trifásica construída com seis MOSFETs IRFP450, três CIs *gate driver* IR2110 que possibilitam o acionamento dos MOSFETs dos braços da ponte. Também conta com um conjunto de opto acopladores que realizam o isolamento elétrico entre o circuito lógico e o de potência, protegendo o circuito lógico contra sobrecargas e retornos de tensão. A Fig. 8 mostra um diagrama de blocos simplificado do sistema.

A velocidade está relacionada à tensão aplicada nos terminais do motor. Utilizando a modulação PWM aplicada às portas dos MOSFETs pode-se regular a velocidade. A frequência escolhida para o PWM foi de $8kHz$. O amplificador de potência com MOSFETs suporta potências da ordem de $1kW$ [12] e [13].

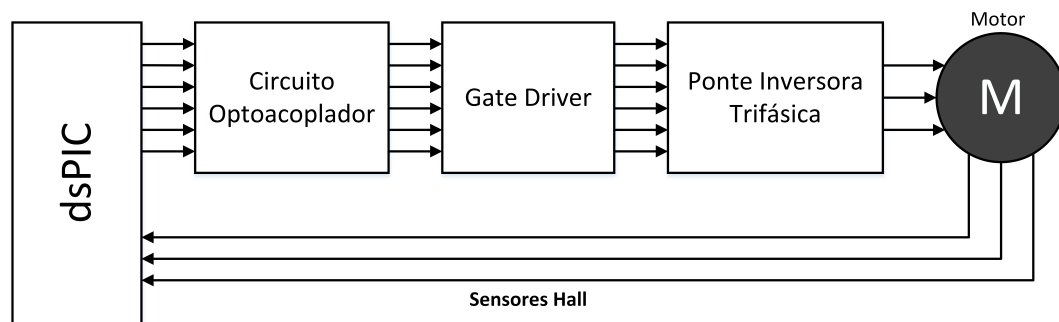


Figura 8 – Diagrama geral simplificado do sistema de controle e acionamento indicando as conexões e realimentação

4.1 Gate driver

Para o acionamento da parte superior e inferior de cada braço da ponte trifásica, o CI IR2110 foi escolhido como *gate driver* dos MOSFETs pois atende às especificações do projeto e pode ser visto na Fig. 9.

A corrente que circula no CI IR2110 no momento de acionamento superior de um braço da ponte, ocorre conforme a linha pontilhada na Fig. 10: quando o transistor superior (Q1) for acionado, a corrente em pontilhado sai do capacitor C1, descarregando-o, entra pelo pino VB, sai pela porta H0, passa pelo MOSFET Q1 e retorna fechando o circuito pelo capacitor C1, assim, o capacitor passa a ter função de fonte de tensão para o transistor superior de um dos braços do inversor. [7]

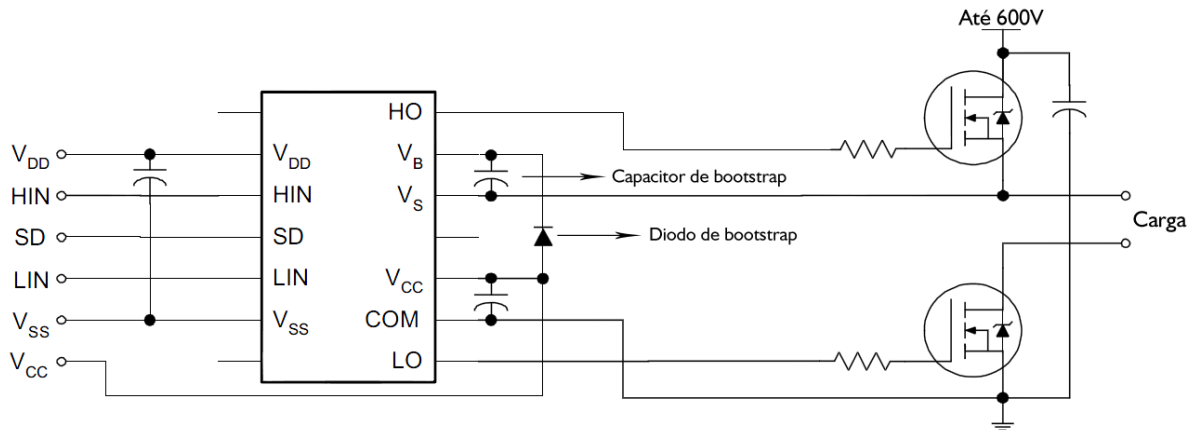


Figura 9 – Conexão típica de utilização do CI IR2110 para o acionamento de um braço da ponte inversora com MOSFET IRFP450

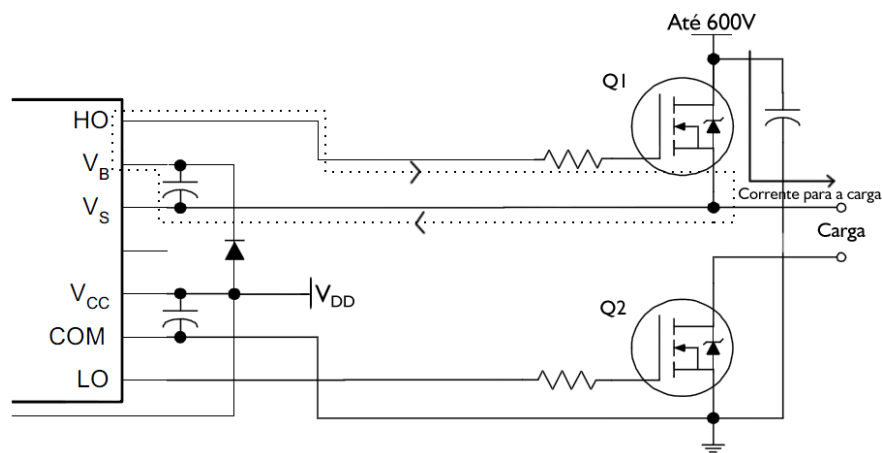


Figura 10 – Corrente flui pela parte superior de um braço da ponte e pelo CI IR2110 quando Q1 está em condução

Para a braço inferior, quando o transistor Q2 está conduzindo, a corrente percorre o caminho conforme linha pontilhada na Fig. 11. Uma parcela da corrente sai de V_{DD} , entra pelo pino V_{CC} , sai por L0, carregando a porta do MOSFET Q2, ativando-o e retorna pela malha de terra. Além disso, outra parte da corrente sai pela fonte V_{DD} , passa pelo diodo, carrega o capacitor C1 que será parcialmente descarregado no próximo acionamento de Q1 e fecha o circuito pela malha de terra.

4.2 Componentes de bootstrap

A maioria dos *gate drivers* como o IR2110 utilizam uma técnica nomeada *bootstrap*. Quando analisa-se o acionamento da parte superior da ponte, pode-se perceber que há uma certa dificuldade em gerar a tensão porta-fonte (V_{GS}) necessária para que o MOSFET comute, já que o circuito de acionamento está referenciado pelo terra e não pelo emissor do MOSFET de cima. Assim, utilizam-se capacitores e circuito comutadores que carregam

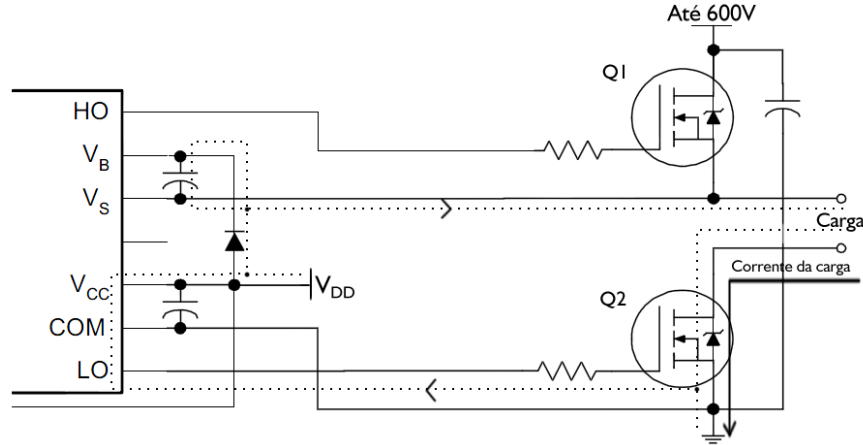


Figura 11 – Corrente que flui pela parte inferior de um braço da ponte e pelo CI IR2110 quando Q2 está conduzindo

os capacitores em determinado momento e depois utilizam a energia armazenada para disparar o MOSFET. Para uma operação padrão em PWM, os diodos e capacitores de bootstrap são os únicos componentes externos necessários.

Os diodos de *bootstrap* devem ser capazes de bloquear completamente a tensão reversa na parte superior do braço da ponte e devem ser diodos de recuperação rápida, uma vez que a frequência escolhida do PWM é de $8kHz$ e em cada comutação, os diodos são responsáveis por possibilitar o carregamento dos capacitores. O diodo escolhido para a aplicação foi o MUR460 [14].

O cálculo dos capacitores bootstrap utilizados no acionamento foi feito utilizando a seguinte relação [12]:

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (4.1)$$

em que Q_g é a carga do transistor do lado superior, f é a frequência de operação, $I_{Cbs(leak)}$ é a corrente de fuga do capacitor, $I_{qbs(max)}$ é a máxima corrente quiescente V_{GS} , V_{cc} é a tensão da seção lógica, V_f é a queda de tensão direta no diodo de *bootstrap*, V_{LS} é a queda de tensão no transistor do lado inferior, V_{Min} é a tensão mínima entre V_G e V_S , Q_{ls} é a carga de *level shift* requerida por ciclo. O valor escolhido para o capacitor de *bootstrap* foi de $50nF$.

4.3 Circuito optoacoplador

Como comentado no início deste capítulo, um circuito optoacoplador é necessário para realizar o isolamento elétrico entre o microcontrolador e o circuito de potência de modo a proteger o circuito lógico contra retornos de tensão e sobrecargas. Deste modo, não há risco de danificar o microcontrolador.

Como a comutação realizada nas portas dos transístores é rápida e a frequência do PWM aplicado é de $8kHz$, necessita-se de um circuito rápido e compatível com estas frequências. O CI escolhido foi o 6N137 pois possui alta velocidade de comutação (10MBit/s) [15].

5 Modelo do motor e acionamento

O motor utilizado neste projeto foi um motor normalmente comercializado com um kit de conversão para bicicletas elétricas [16] que possui uma potência de $350W$ e é alimentado por uma bateria de $36V$, o motor pode ser visto na Fig. 12. Alguns ensaios foram necessários para levantar os parâmetros do motor, uma vez que algumas especificações técnicas não foram especificadas. O número de pares de polos do motor foi calculado experimentalmente da seguinte forma. Com o motor em rotação constante, obteve-se o sinal de um dos sensores Hall no osciloscópio e, a partir da contagem de pulsos dados em um período de tempo e da velocidade do motor, pôde-se obter a quantidade de polos do motor.

No ensaio realizado, a velocidade de rotação do motor foi fixada em $240rpm$. A frequência do sinal proveniente do sensor Hall para esta velocidade é de $400Hz$, com isso, obteve-se a seguinte relação:

$$N_{Polos} = \frac{Frequência_{Hall} * 60}{Velocidade_{rpm}} = \frac{60 * 400}{240} = 100_{polos} \quad (5.1)$$



Figura 12 – Motor utilizado no projeto

em que foi possível calcular que o motor possui 100 polos ou 50 pares de polos, sendo assim um motor com torque elevado e baixa velocidade. Esse valor encontrado é incompatível com as dimensões do motor, justificado pela existência de uma redução mecânica que influencia a quantidade de polos calculados por este método. Portanto, deve-se calcular as proporções da redução mecânica para então obter o número real de polos.

5.1 Sensor de velocidade de rotação

Para possibilitar a realização do controle de velocidade do motor em malha fechada, é necessário encontrar um meio de medir e processar esta velocidade. Para isto foi utilizado o CI MC33039, um circuito adaptador usado para realimentação no controle de motores BLDC em malha fechada. A vantagem da utilização deste CI é que permite a regulação de velocidade sem a necessidade de um *encoder*. A Fig. 13 mostra que o MC33039 contém três *buffers* de entrada, cada um com histerese para imunidade ao ruído, três detectores de borda, um monoestável programável e um regulador *shunt* interno [4].

No pino de saída do CI é fornecido um trem de pulsos com f_{out} frequência variável proporcional à velocidade de rotação do motor. Ao passar por um filtro passa-baixas de valores $R = 1k\Omega$ e $C = 100\mu F$, tem-se um valor de tensão média proporcional à velocidade de rotação do motor. A partir disto, basta medir a velocidade do motor através de um tacômetro ótico para encontrar a constante K_{VT} de proporcionalidade entre velocidade de rotação do motor e tensão de saída do CI. A largura do pulso f_{out} de saída do MC33039 é programável e determinada através dos valores de R_T e C_T . Para este projeto, escolheu-se $R_T = 10k\Omega$ e $C_T = 100nF$ pois esses valores proporcionam uma largura do pulso compatível com a velocidade do motor.

5.2 Resposta ao degrau

A obtenção da resposta ao degrau do motor foi realizada modulando-se a tensão de entrada por PWM com ciclo de trabalho de 60%. Deste modo, com a alimentação de 36V, o degrau aplicado V_{in} foi de aproximadamente 20V. O valor de 100% não foi utilizado pois a ponte trifásica deve sempre estar em comutação para que o capacitor de *bootstrap* possa carregar e gerar a tensão de acionamento do braço superior da ponte.

Para validar a linearidade da relação entre velocidade de rotação do motor e tensão na filtragem da saída do CI MC33039, foram medidas diferentes tensões com diferentes velocidades medidas com um tacômetro, os dados são exibidos na Tabela 1. A resposta ao degrau foi aquisitada em um osciloscópio medindo a saída do CI MC33039 e pode ser vista na Fig. 14. O ganho linear $K_{VT} = 0,097$ foi obtido pela média dos valores medidos.

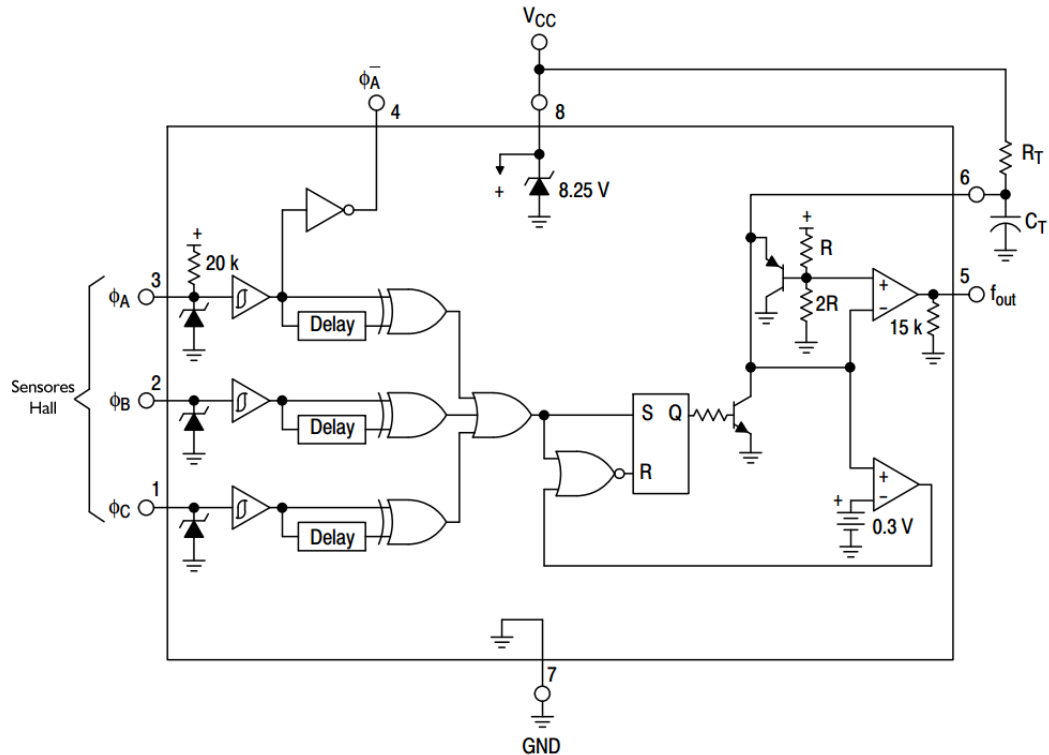


Figura 13 – Diagrama de blocos do CI MC33039. Adaptado de [4]

Tabela 1 – Relação entre velocidade de rotação do motor e tensão de saída do CI MC33039

Tensão [V]	Velocidade RPM	ω [$rad.s^{-1}$]	$\frac{\omega}{Tensão} K_{VT}$
0,305	30	3,141	0,097
0,560	55	5,760	0,097
0,850	85	8,901	0,095
1,170	115	12,043	0,097
1,420	140	14,660	0,096
1,700	165	17,279	0,098
1,900	187	19,582	0,097
2,150	211	22,096	0,097
2,350	235	24,609	0,095
2,520	248	25,970	0,097

5.3 Identificação do modelo do motor

Com o auxílio do osciloscópio, pôde-se armazenar os valores da resposta ao degrau em vetores de dados que foram utilizados para a identificação do modelo do motor no *software* MATLAB. O tempo de amostragem da resposta ao degrau foi de 0,004s.

Identificou-se o modelo matemático do motor através da *toolbox* “*ident*” do MATLAB. Essa ferramenta recebe os vetores de entrada, saída e tempo e faz uma aproximação matemática. Neste trabalho, o modelo do motor foi aproximado por um sistema de segunda ordem, com dois polos reais: um relacionado à resposta elétrica e outro à resposta

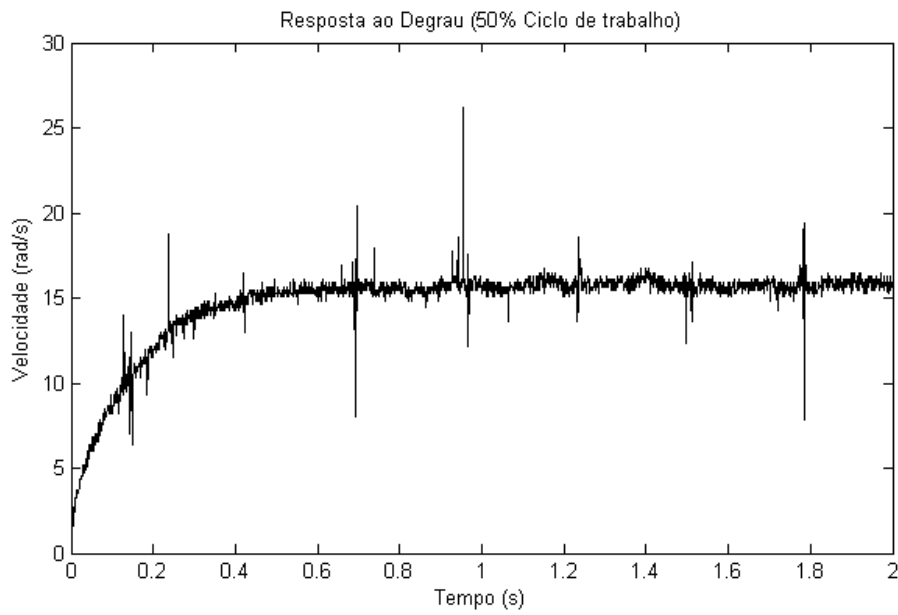


Figura 14 – Resposta ao degrau

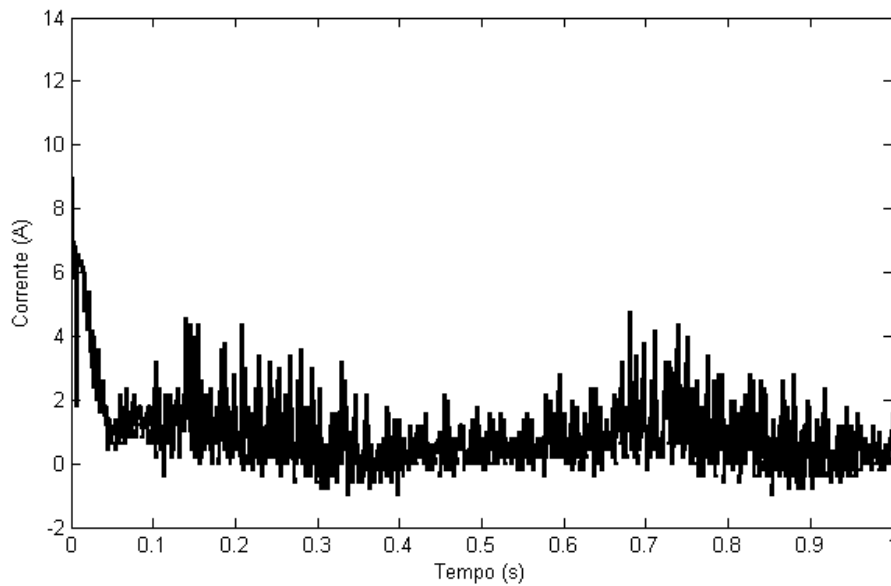


Figura 15 – Corrente do sistema para resposta ao degrau

eletromecânica. O modelo do motor obtido através da ferramenta “ident” comparado à resposta ao degrau obtida pode ser visto na Fig. 16 e sua função transferência é:

$$G(s) = \frac{\omega}{V_{in}} = \frac{537,75}{s^2 + 116,23s + 708,71} \quad (5.2)$$

O diagrama de blocos do sistema em malha aberta pode ser visto na Fig. 17. O ganho $K_{PWM} = 36$ foi inserido pois, no controle em malha fechada, a saída do controlador

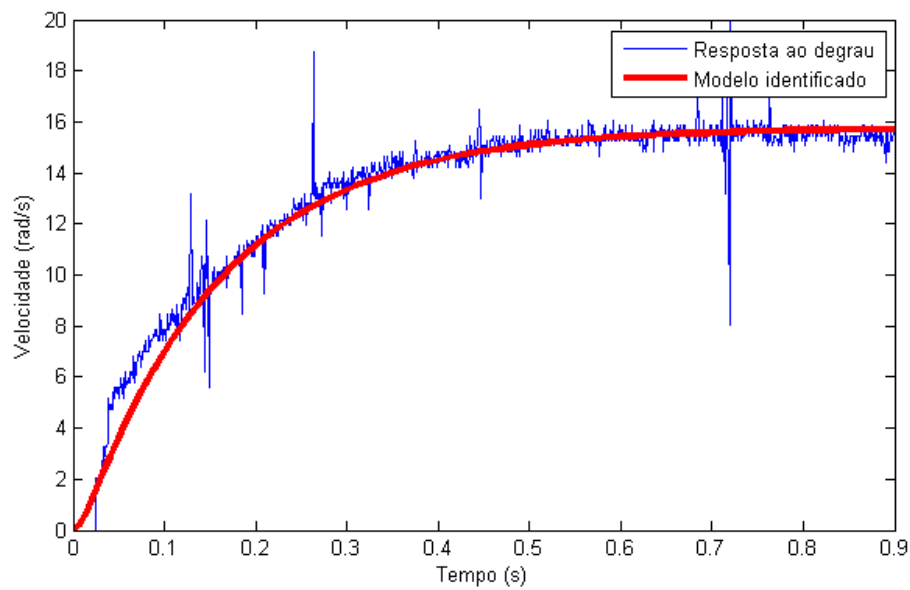


Figura 16 – Respostas ao degrau do sistema e do modelo identificado no MATLAB

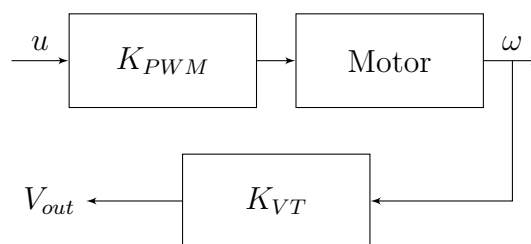


Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema em malha aberta

é o ciclo de trabalho do PWM, que varia de 0 a 1. Sendo assim, a entrada da planta deve variar de 0 a 36V.

A Fig 18 mostra o diagrama de blocos do sistema em malha fechada, o ganho K_{in} faz a transformação de *rad/s* para *Volts*.

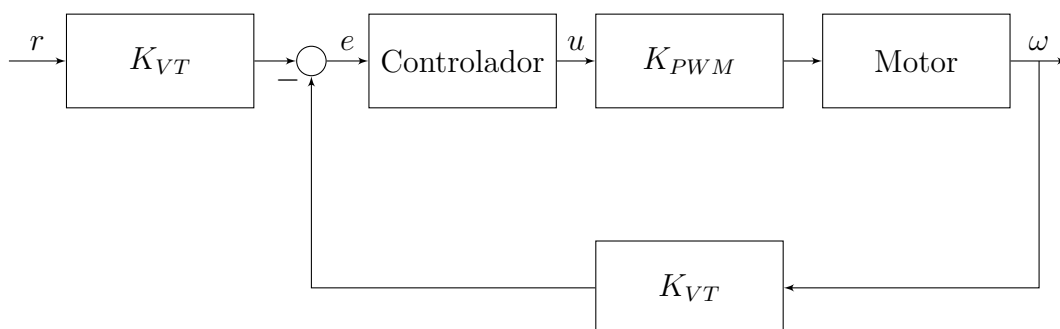


Figura 18 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada

5.4 Lógica do acionamento

O controle das chaves semicondutoras é feito através de um microcontrolador que realiza a leitura dos sensores de posição do rotor e gera sinais para ligar ou desligar as chaves

Para a confecção da placa de circuito responsável pela lógica de comutação eletrônica e de controle de velocidade do motor, utilizou-se o microcontrolador dsPIC33FJ128MC802, que já possui módulos específicos para controle de motores. Na Tabela 2 estão algumas características do microcontrolador que dizem respeito ao projeto.

Tabela 2 – Características dsPIC33FJ128MC802

dsPIC33FJ128MC802	
Encapsulamento	SDIP
Memória <i>Flash</i> de programa	128Kbytes
Conversor analógico-digital	6 pinos — 16-bit
Módulo PWM <i>Motor Control</i>	6 saídas complementares ou independentes
UART	2 módulos
CPU	40 MIPS 16-bit

5.4.1 Comutação eletrônica

Como introduzido na Seção 2.3, quando o microcontrolador lê os sensores de efeito Hall, um código de 3 bits pode ser obtido com valores de 1 a 6. Cada valor representa um setor no qual o rotor está localizado no momento e dá a informação de quais enrolamentos devem ser energizados. Os valores 0 e 7 são estados inválidos para os sensores Hall, assim, o programa é responsável por desabilitar a energização PWM apropriadamente quando estes estados forem detectados. As sequências de comutação para os sentidos horário e anti-horário conforme circuito da Fig. 5 são exibidas nas Tabelas 3 e 4, respectivamente.

Tabela 3 – Tabela de sensores e fases para acionamento no sentido horário

Fase	Sensor 3	Sensor 2	Sensor 1	V_{G5}	V_{G2}	V_{G3}	V_{G6}	V_{G1}	V_{G4}
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0

Partindo da sequência de comutação, os sensores de efeito Hall são conectados às entradas do microcontrolador dsPIC33FJ128MC802 (detalhado mais adiante) que

Tabela 4 – Tabela de sensores e fases para acionamento no sentido anti-horário

Fase	Sensor 3	Sensor 2	Sensor 1	V _{G5}	V _{G2}	V _{G3}	V _{G6}	V _{G1}	V _{G4}
/6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
/4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
/5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
/2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
/1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
/3	1	1	0	0	1	0	0	1	0

detectam mudanças de estado (*Change Notification Inputs*). Uma mudança em um desses pinos gera uma interrupção e, dentro desta, o programa executado pelo microcontrolador lê os valores dos sensores Hall gerando o acionamento apropriado para o motor.

Há várias maneiras de modular o inversor trifásico. Pode-se chavear os lados superior e inferior dos braços juntos ou chavear somente o lado superior, deixando o inferior em nível alto. Neste projeto, são usados MOSFETs que necessitam de *gate drivers* e capacitores para garantir seu funcionamento. Durante a comutação, os transístores do braço superior sempre receberão acionamento PWM enquanto os transístores do braço inferior ficarão em nível alto (ligado) ou nível baixo (desligado) para manter o circuito de *gate driver* sempre carregado [3].

Existem três braços na ponte que podem ser acionados dependendo da posição do rotor. O acionamento das fases é uma variável de 6 bits, identificando-se três fases da malha de controle: ler os sensores, comutar as fases do motor e aplicar o sinal (PWM ou nível alto) às fases. Na Fig. 19 tem-se o fluxograma do acionamento em malha aberta [3].

Para obter uma velocidade variável no motor BLDC, deve-se aplicar uma tensão variável aos seus terminais, esta tensão pode ser conseguida através de diferentes ciclos de trabalho de um sinal PWM que vai aos enrolamentos do motor.

Como mencionado, o dsPIC33FJ128MC802 possui seis saídas PWM, os três enrolamentos do motor podem ser acionados em nível alto, nível baixo ou não ter acionamento algum através dos seis MOSFETs. Quando um braço do enrolamento está conectado, tem-se um sinal PWM na parte superior enquanto uma das partes inferiores dos outros braços fica em nível alto, dependendo do momento de comutação.

Baseando-se no modo de operação de seis pulsos 120°, a Fig. 20 mostra como devem ficar os sinais de tensão no *gate* de cada um dos MOSFETs conforme esquema simplificado mostrado nas Figs. 5 e 6 já com o controle PWM ativo.

Existem três braços na ponte que podem ser acionados dependendo da posição do rotor por uma variável de 6 bits. Assim, identifica-se três fases da malha de controle: ler os sensores, comutar as fases do motor e aplicar o sinal (PWM ou nível alto) às fases.

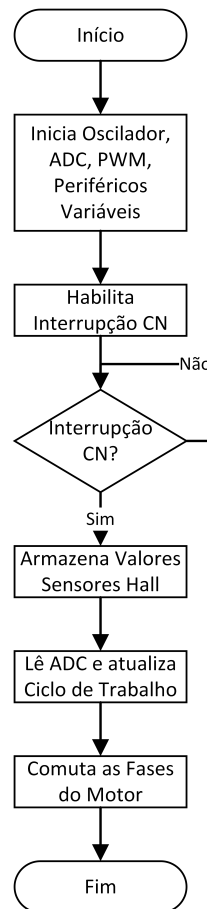


Figura 19 – Fluxograma do acionamento

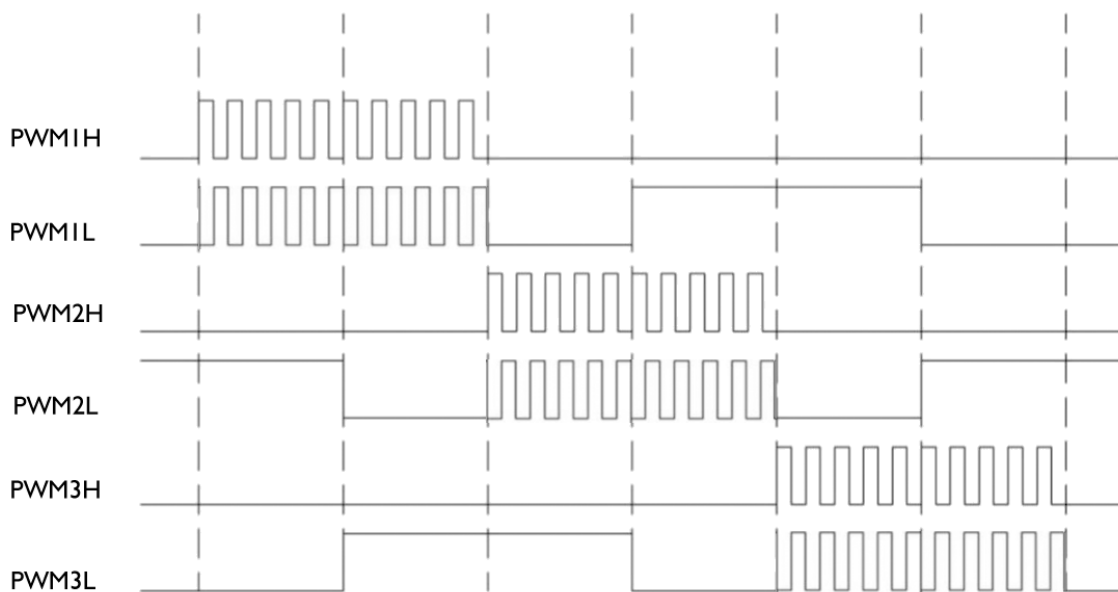


Figura 20 – Sequência de chaveamento de cada um dos MOSFETs da ponte trifásica com controle PWM

6 Controle de velocidade

Durante a operação do motor BLDC, a velocidade pode alterar-se devido à diversos fatores, tais como variações de carga mecânica em seu eixo e alterações na tensão de alimentação do motor. Deste modo, o sistema de controle deve agir de modo que a velocidade seja controlada e tenha o seu valor constante, independente dessas perturbações.

Para a realização do controle de velocidade do motor, obtém-se o valor da variável controlada e, na malha fechada, compara-se com uma valor de referência previamente determinado. O objetivo do controle é fazer com que a diferença entre estes dois valores seja mínima ou zero.

6.1 Ação de controle

Apesar de existirem diversas técnicas de controle de processos, o algoritmo do controle proporcional-integral (PI) é muito utilizado há mais de meio século. Isto se deve à sua simplicidade e eficiência para reduzir erros de regime e facilidade de implementação analógica e digital [17].

A ação de controle gera a entrada da planta a ser controlada à partir do erro entre o valor medido e o de referência e da integral do erro. A ação de controle proporcional atua na resposta transitória do sistema, enquanto a ação integral atua no erro de regime permanente de modo que a saída possa acompanhar uma referência constante com erro nulo. As representações de um controlador PI no domínio do tempo e em função transferência são dadas pelas equações, respectivamente:

$$u(t) = K_P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (6.1)$$

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_P(K_I + s)}{s} \quad (6.2)$$

em que $K_I = \frac{1}{T_i}$, sendo T_i o tempo integrativo ou *reset-time* [18].

6.1.1 Sintonia

A partir do modelo matemático da planta identificado na Seção 5.3 pela *toolbox* “*ident*” do MATLAB, foi possível realizar a sintonia do controlador através da *toolbox*

“*SISO Design Tool*” (*rltool*). A sintonia é feita ajustando o ganho e a posição do polo do controlador de modo que o sistema responda com erro nulo e tempo de acomodação menor que 0,6s, a partir disso, obtém-se os ganhos K_P e K_I .

No sistema em malha fechada proposto da Fig. 18, a referência é dada como sendo a velocidade desejada normalizada de 0 a 100, sendo 0 a velocidade mínima e 100 a velocidade máxima de rotação conforme tabela 1. O ganho total de realimentação calculado é $K_{VT} \times K_r = 37,3 \times 0,097 = 3,9181$.

Através da sintonia utilizando a “*SISO Design Tool*”, obteve-se a seguinte função transferência para o controlador:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{0,009668s + 0,06043}{s} \quad (6.3)$$

em que $U(s)$ é a saída do controlador (ciclo de trabalho) e $E(s)$ é o erro. A Fig. 22 mostra a resposta do sistema em malha aberta e em malha fechada utilizando o controlador contínuo aplicado ao modelo identificado do motor. Nota-se que o controlador não diminuiu o *rise time* do sistema, isso se dá devido à questão de que, como a saída do controlador é o *duty cycle* do PWM, o sinal de controle (saída do controlador) deve ser limitado entre 0 e 1. Deste modo, a configuração de controlador acima é a única que atende à essa condição. Na Fig. 21 tem-se a resposta em malha fechada para outros controladores que possuem *rise time* inferior à resposta com o controlador 6.1.1, porém, não atendem à condição do sinal de controle.

6.1.2 Discretização e implementação no dsPIC

Para a realização do controle digital do sistema no dsPIC, o controlador deve ser discretizado de modo que seja possível sua implementação no microcontrolador. A discretização do sistema foi feita no MATLAB pela transformação bilinear (ou método de Tustin).

No processo de discretização, precisa-se estabelecer qual será a taxa de amostragem do controlador, ou seja, quanto tempo ele espera entre as realizações das rotinas de controle. O controlador discreto no domínio Z obtido com taxa de amostragem de 50ms foi:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{0,01118z - 0,008158}{z - 1} \quad (6.4)$$

A rotina de controle foi realizada dentro de uma interrupção do *timer* do microcontrolador. A taxa de 50ms foi escolhida de modo que a interrupção não afetasse as outras interrupções

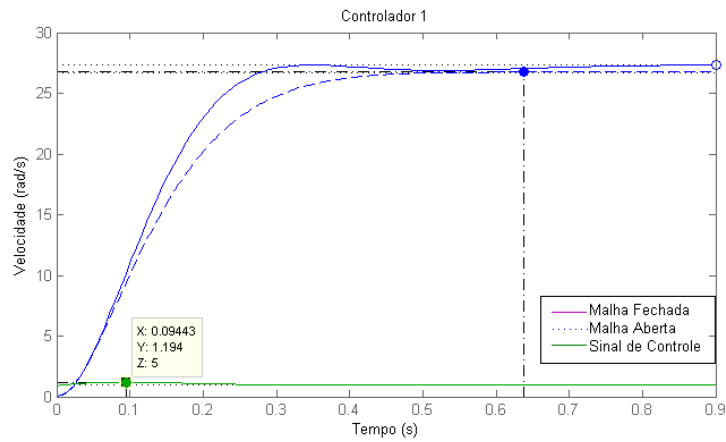
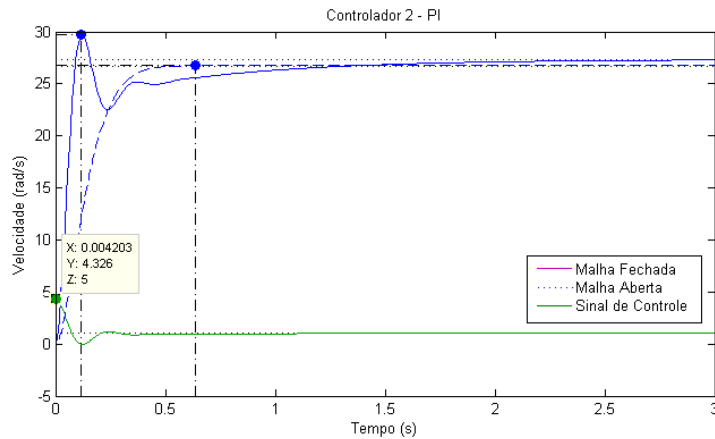
(a) PI — $K_P = 0.090815$ e $K_I = 0.016$ (b) PI — $K_P = 0.42771$ e $K_I = 0.072$

Figura 21 – Controladores projetados que não atendem à restrição do sinal de controle entre 0 e 1

CN responsáveis pela dinâmica de comutação do motor. Através da simulação do sistema pela *toolbox Simulink* do MATLAB, pôde-se obter a resposta do sistema com o controlador discretizado. A Fig. 23 mostra a resposta obtida comparada à do controlador contínuo.

A implementação no microcontrolador foi realizada com o controlador no formato de equação de diferenças, o que torna a manipulação de variáveis mais fácil dentro do ambiente do *software*. A equação implementada foi obtida dividindo o controlador discretizado por z e isolando a variável de erro e de saída do controlador, obtendo:

$$U(n) = 0,01118E(n) - 0,008158E(n - 1) + U(n - 1) \quad (6.5)$$

No programa, a cada 50ms é acionada uma de interrupção do Timer que executa a rotina de controle. Os coeficientes $n - t$ com $t > 0$ caracterizam um deslocamento no tempo, deste modo, a cada interrupção no Timer, as variáveis que representam estes coeficientes

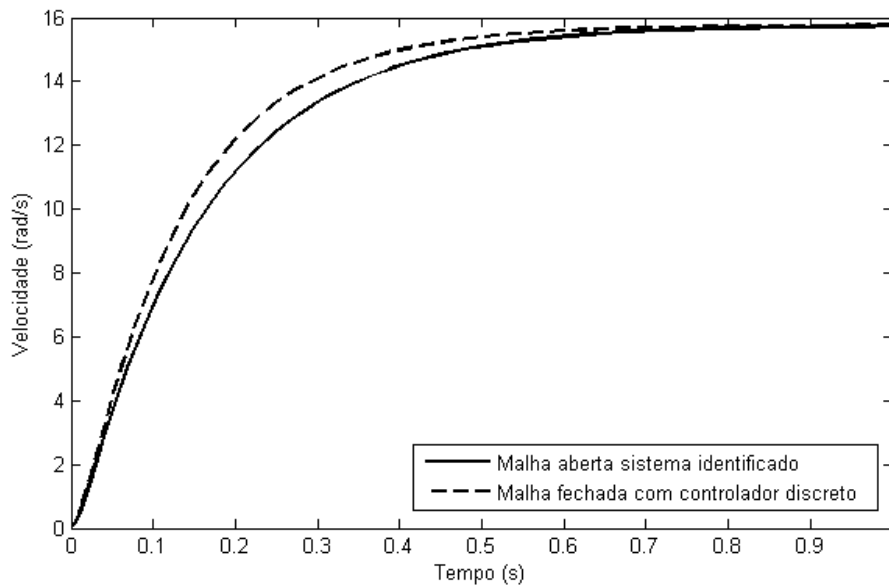


Figura 22 – Resposta do sistema em malha aberta e malha fechada com controlador contínuo

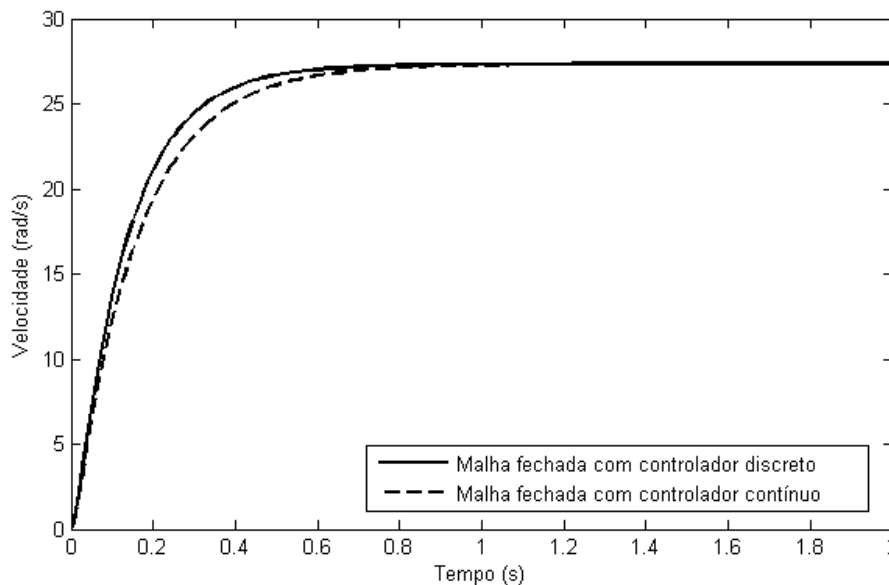


Figura 23 – Resposta do sistema em malha fechada com o controlador discreto e contínuo

são atualizadas com o valor da variável na interrupção anterior. A rotina de interrupção do Timer e de controle podem ser vistas no apêndice C e o fluxograma do controle em malha fechada na Fig. 24.

A Fig. 25 mostra a resposta real do sistema com o controle implementado para uma referência de velocidade de $18,85 \text{ rad.s}^{-1}$ comparado à resposta da simulação realizada no *Simulink* para a mesma referência. Na Fig. 27 tem-se a resposta do sistema real e simulada para um degrau de $24,09 \text{ rad.s}^{-1}$ aplicado dois segundos após o primeiro de $14,67 \text{ rad.s}^{-1}$.

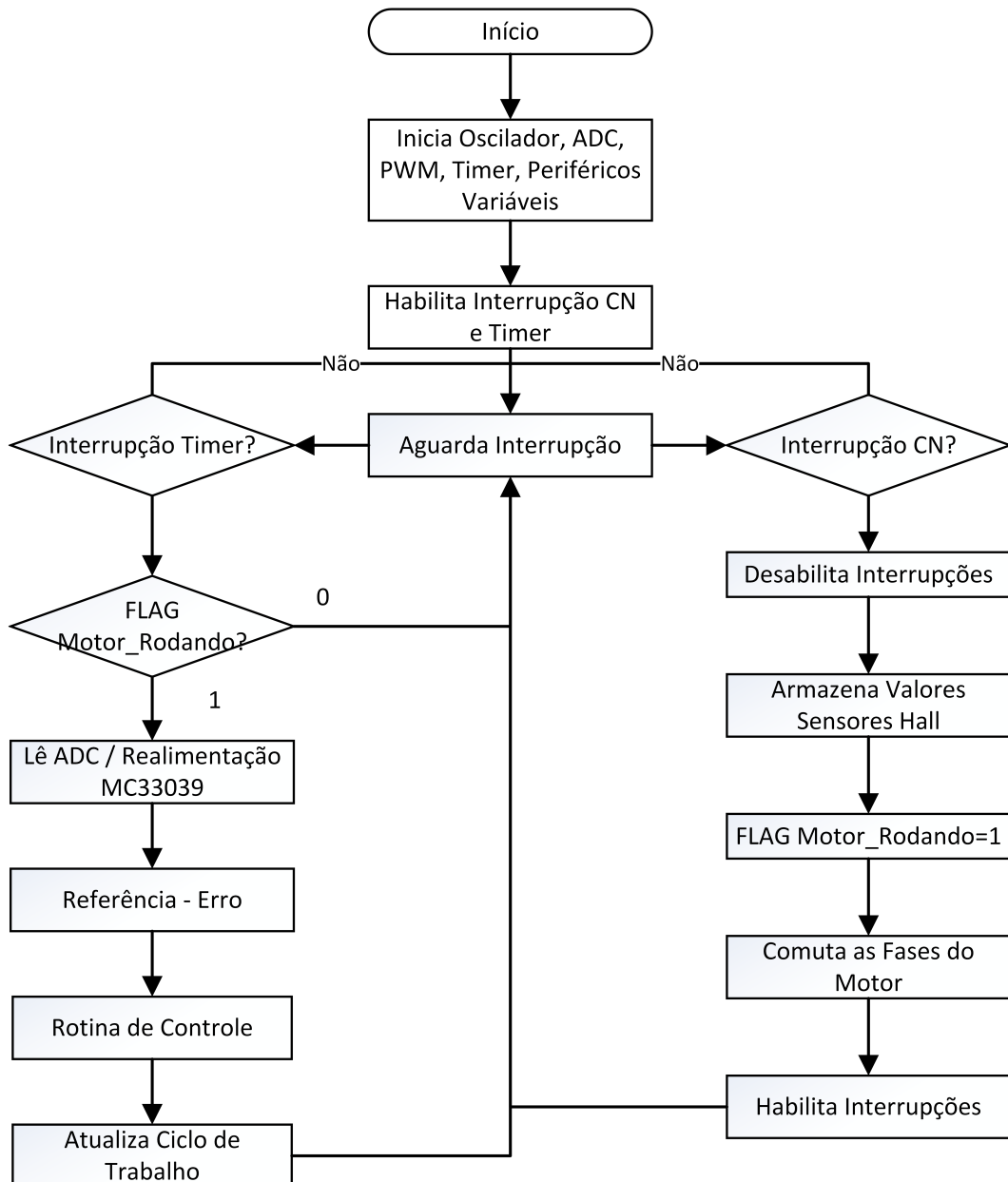


Figura 24 – Fluxograma do controle em malha fechada

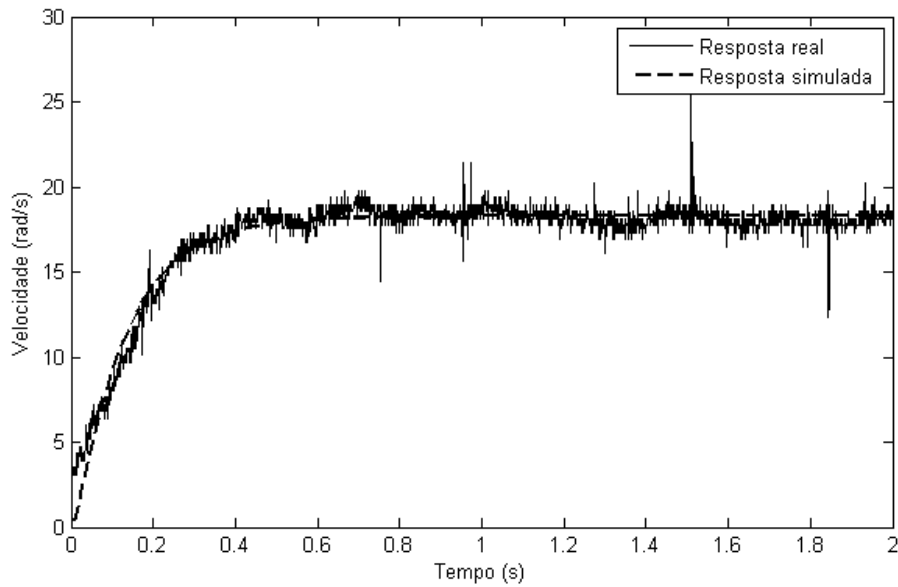


Figura 25 – Resposta do sistema em malha fechada para uma referência de $18,85\text{rad.s}^{-1}$ ou 180RPM

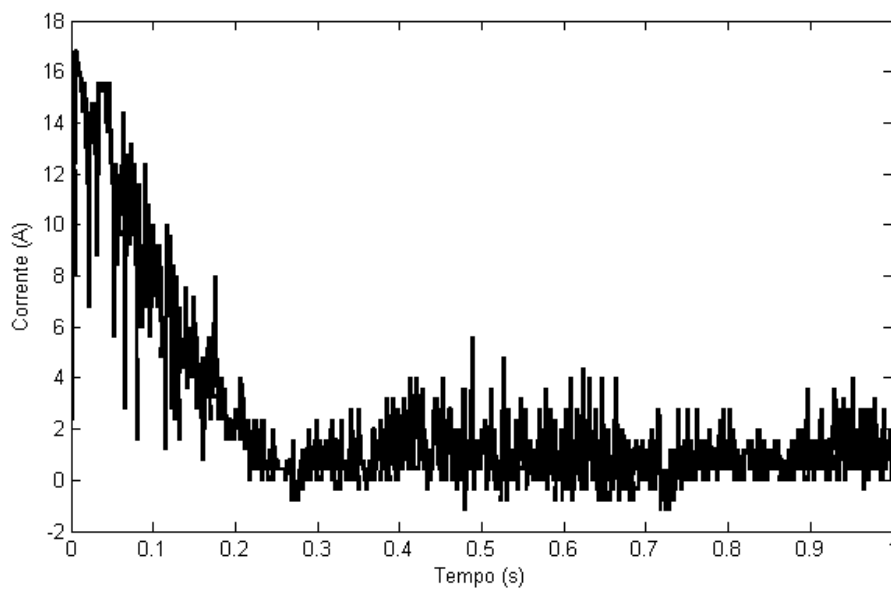


Figura 26 – Corrente do sistema para uma resposta em malha fechada de $18,85\text{rad.s}^{-1}$ ou 180RPM

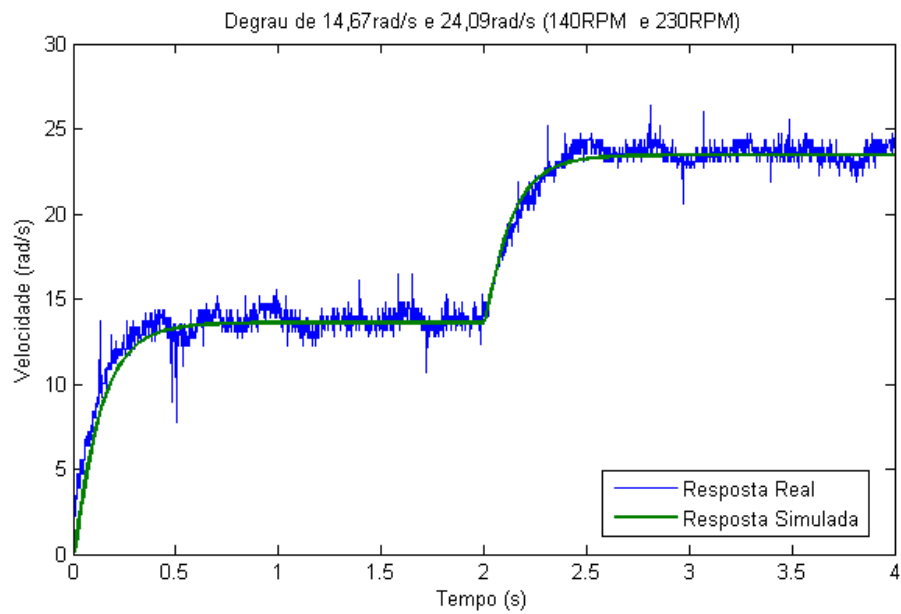


Figura 27 – Resposta do sistema para um degrau de $14,67\text{rad.s}^{-1}$ seguido por um de $24,09\text{rad.s}^{-1}$ (140RPM e 230RPM)

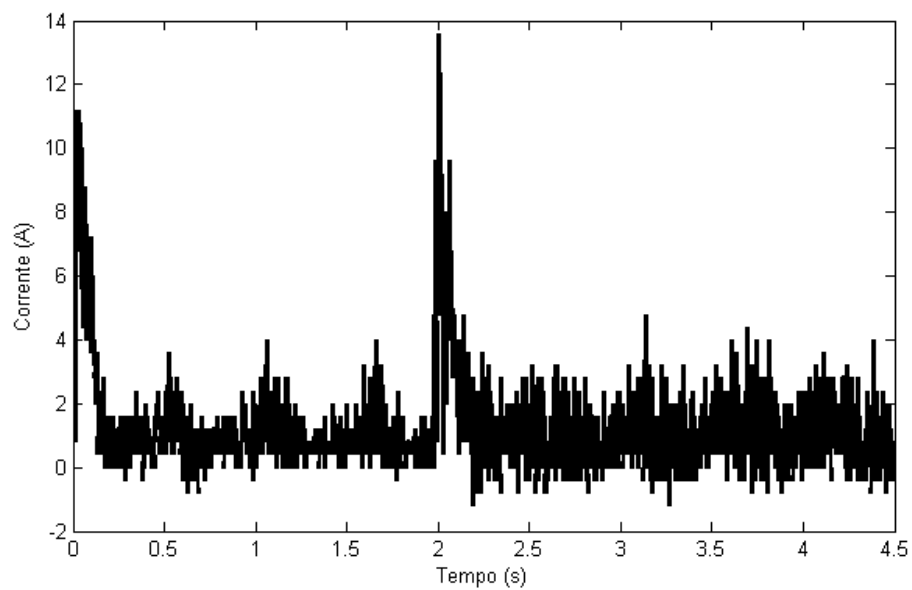


Figura 28 – Corrente do sistema para a resposta com um degrau de $14,67\text{rad.s}^{-1}$ seguido por um de $24,09\text{rad.s}^{-1}$ (140RPM e 230RPM)

7 Circuitos implementados

Neste capítulo são apresentados os circuitos e placas projetados e construídos para a realização dos ensaios com o motor e microcontrolador. Os circuitos esquemáticos são apresentados nos Apêndices A e B. Para projeto dos circuitos impressos, foi utilizado o *software* CadSoft EAGLE.

7.1 Plataforma dsPIC

Nesta plataforma, têm-se uma interface completa com o microcontrolador que possibilita a realização de projetos diversos, uma vez que conta com periféricos variados. Para a realização deste projeto, utilizou-se o módulo *Motor Control PWM*, pinos de I/O, conversão analógico-digital e pinos para gravação *in-circuit*. A placa montada pode ser vista na Fig. 29.

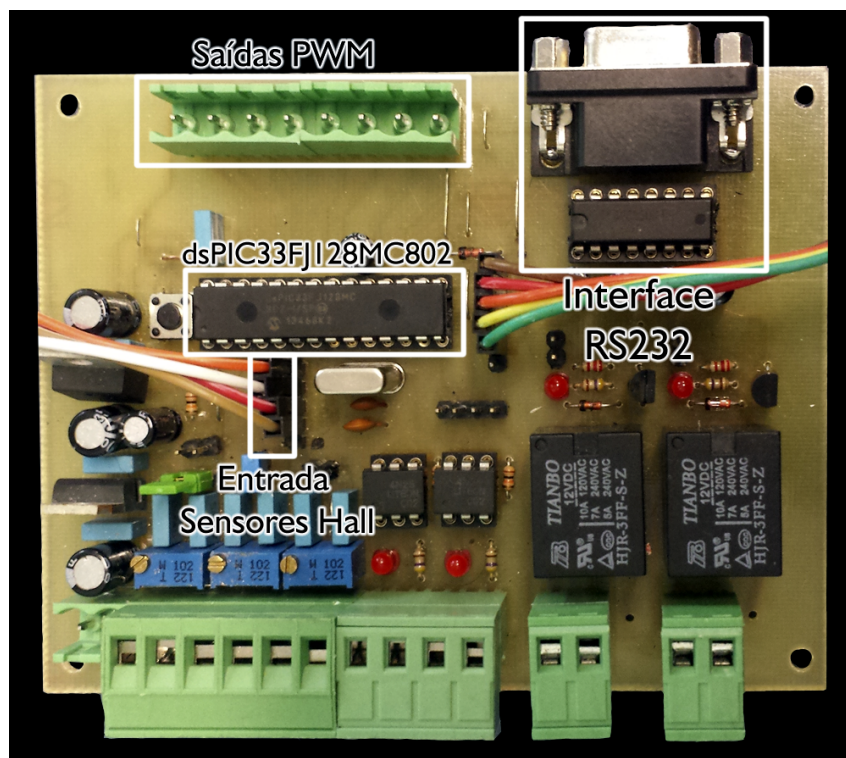


Figura 29 – Plataforma dsPIC33FJ128MC802

Neste circuito, os pinos de saída PWM são conectados ao circuito optoacoplador, os sensores Hall são ligados em pinos de I/O que possuem a propriedade de *Change Notification Input*. A entrada analógica recebe a realimentação da malha de controle.

7.2 Circuitos implementados

Além da plataforma de desenvolvimento do dsPIC, também implementou-se o circuito optoacoplador na *protoboard* e a ponte trifásica. O circuito optoacoplador pode ser visto na Fig. 30.

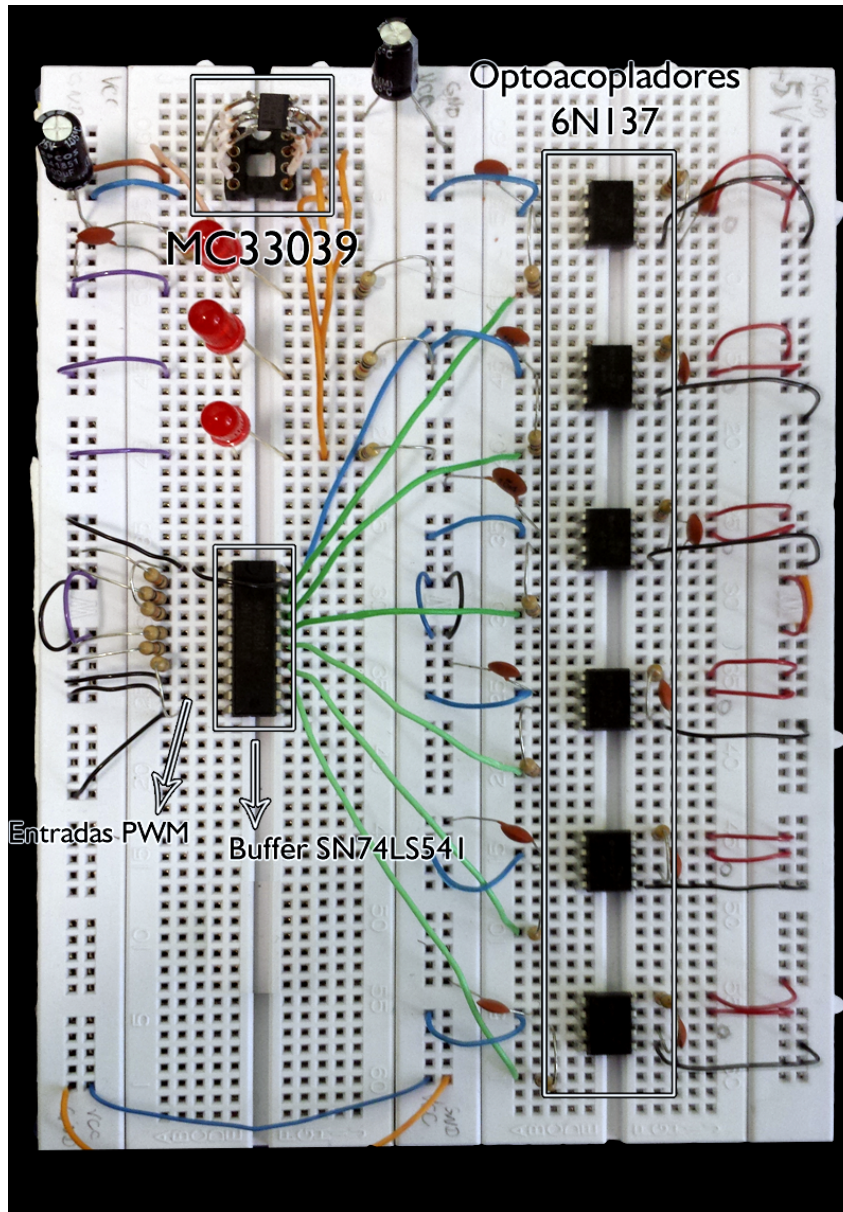


Figura 30 – Circuito Optoacoplador

Na entrada do circuito da Fig. 30 tem-se os sinais PWM gerados pelo dsPIC. Estes sinais passam por um *buffer* pois os CIs optoacopladores trabalham em 5V enquanto o dsPIC fornece 3,3V. O circuito garante o isolamento elétrico entre o circuito de potência e o dsPIC, evitando retorno de tensão. A saída desse circuito alimenta os *gate drivers* IR2110.

A ponte trifásica pode ser vista na Fig. 31. Sua entrada recebe os sinais de saída

do circuito optoacoplador, gerando o sinal para cada uma das fases do motor conforme Fig. 5. Essa placa conta com 3 *gate drivers* IR2110 e 6 MOSFETs IRFP540.

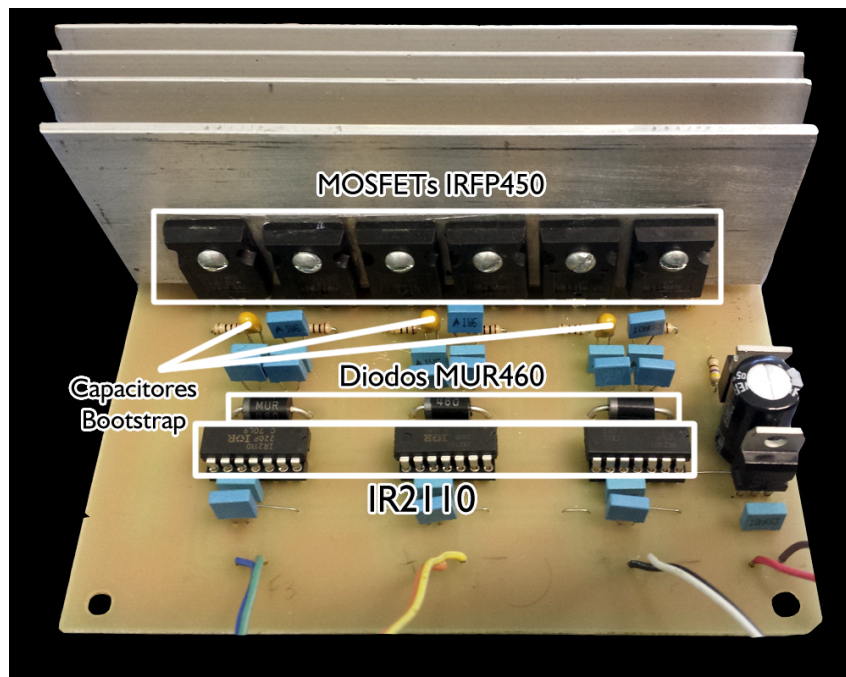


Figura 31 – Ponte Trifásica

A alimentação da placa dsPIC é realizada por uma fonte de 12V, passando por 2 reguladores, um de 5V e outro de 3,3V para a alimentação do microcontrolador. O circuito de potência é alimentado por uma bateria de *Li-ion* de 36V (Fig. 32), o circuito optoacoplador é alimentado com 5V também provenientes da bateria. A tensão de 5V é alcançada por meio de reguladores de 15V e 5V. O fluxograma funcional do programa implementado no dsPIC33FJ128MC802 pôde ser visto nas figuras 19 e 24.

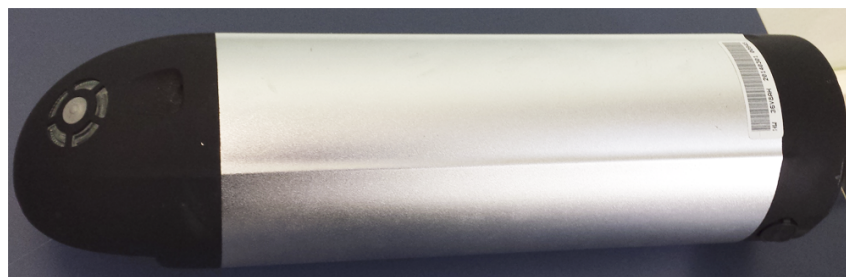


Figura 32 – Bateria de Li-ion de 36V

8 Conclusão

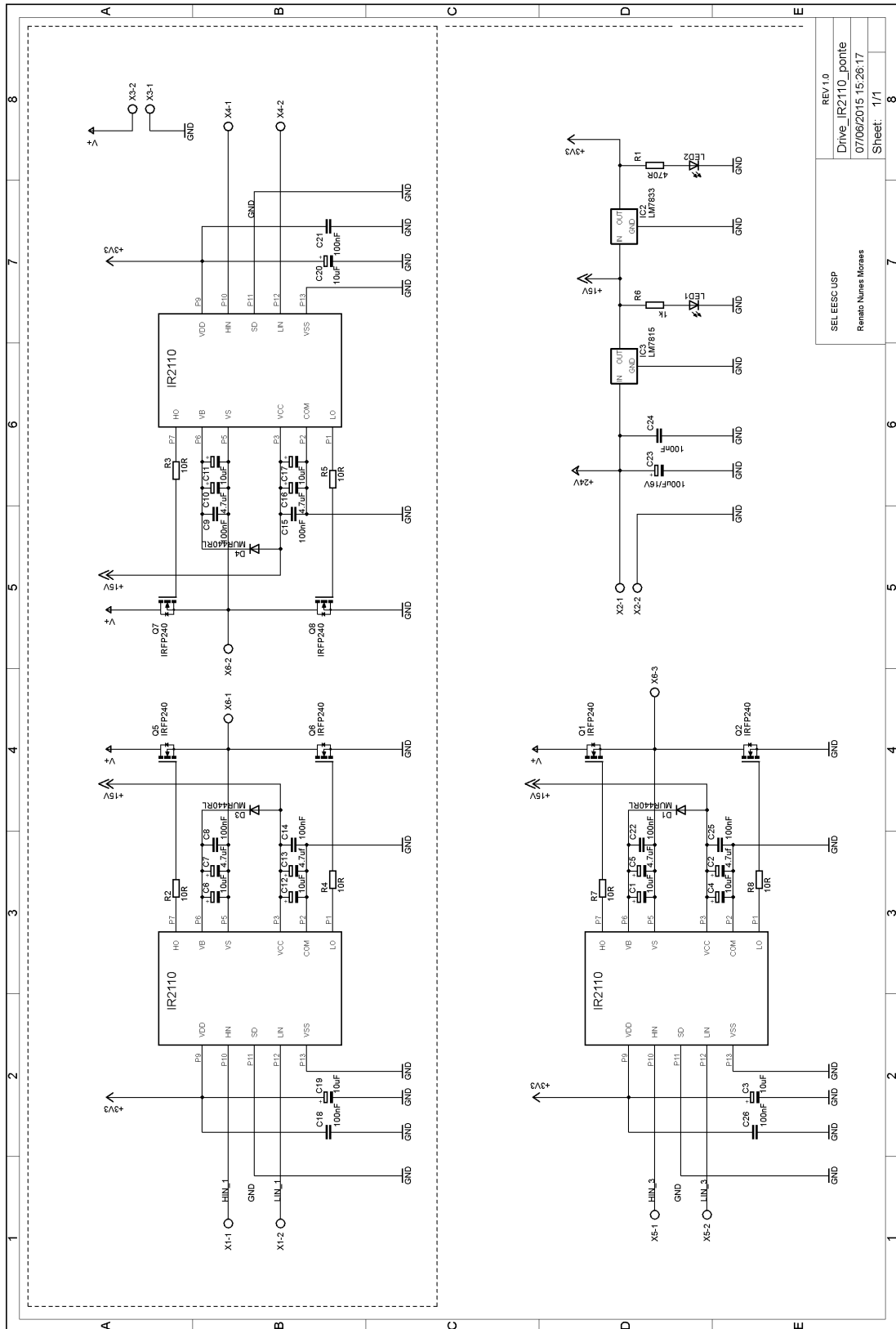
Este trabalho abordou os princípios básicos de funcionamento do motor *brushless*, bem como seu acionamento e controle de velocidade realizado através de um dsPIC. O uso do referido microcontrolador na realização do trabalho foi fundamental em termos de facilidade de desenvolvimento do projeto, uma vez que possibilita a implementação de lógicas de maneira muito mais simples.

Ferramentas de análise computacional foram importantes para o desenvolvimento deste trabalho, pois auxiliaram durante todo o processo de modelagem do motor e projeto do controlador de velocidade. Essas ferramentas facilitam significativamente a realização de trabalhos como este. A ponte inversora trifásica projetada obteve um bom resultado nos ensaios realizados, tendo um funcionamento conforme esperado.

Os circuitos desenvolvidos e os resultados obtidos neste trabalho servirão como plataforma de desenvolvimento para futuros trabalhos e projetos que envolvam motores BLDC, pois permite a realização de testes e substituição de parâmetros e programa de maneira fácil. Deste modo, será possível a fácil continuidade e melhoria do trabalho atual.

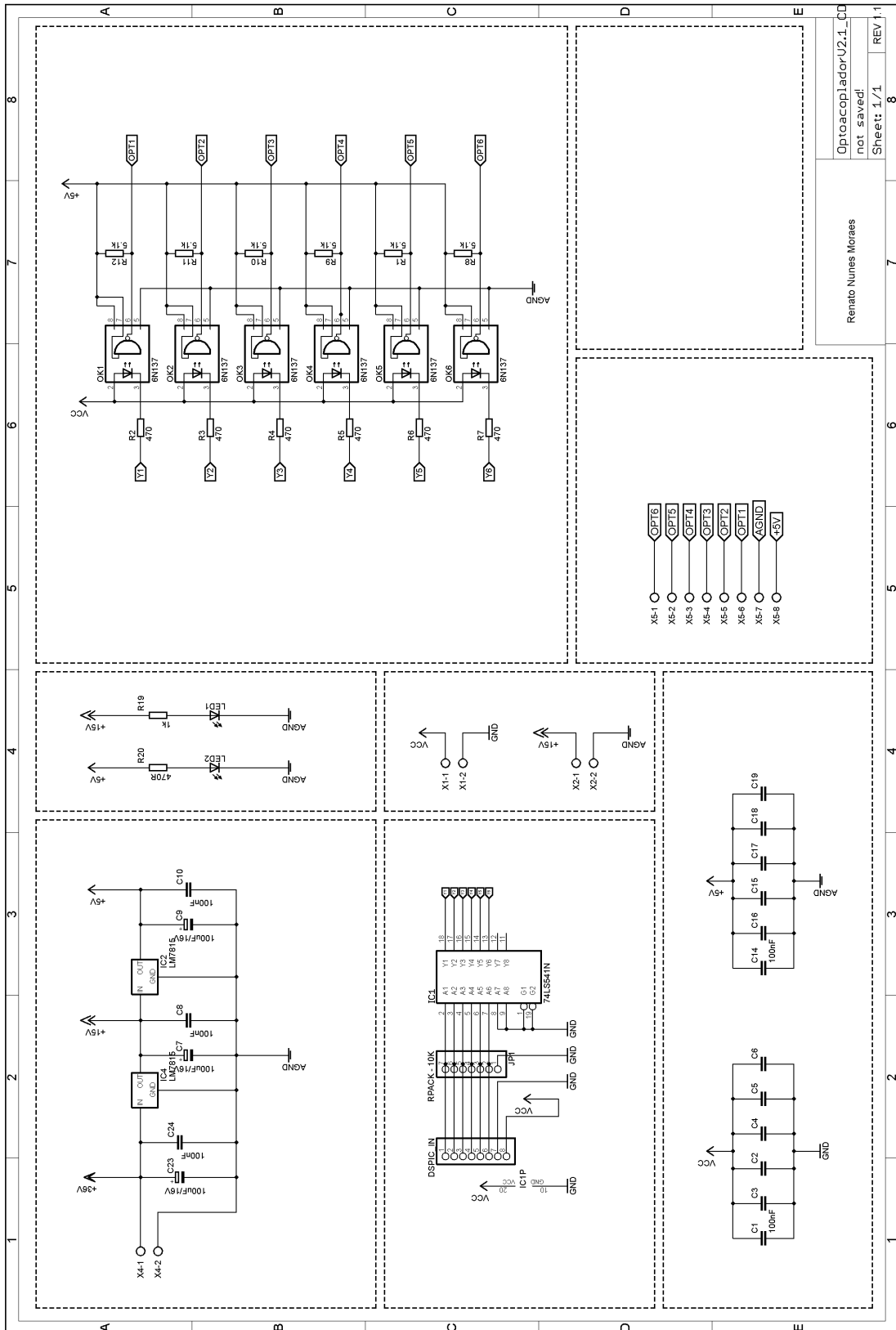
Como trabalho futuro sugere-se a substituição dos MOSFETs da ponte inversora por IGBTs que já possuem diodos de roda livre no encapsulamento, reduzindo a área da placa. Em relação ao sistema de controle, sugere-se a realização de um controle de corrente para que seja possível aplicar cargas ao motor.

Apêndice A – Esquemático Ponte Trifásica



REV1.0	8
Drive_IR2110_ponte	7
07/06/2015 15:26:17	6
Sheet: 1/1	5
SEL EESC USP	4
Renato Nunes Moraes	3

Apêndice B – Circuito Optoacoplador



OptoacopladorU2.1_CU
not saved!
Sheet 1/1 REV 1.1

Renato Nunes Moraes

Apêndice C – Interrupção Timer – Controlador PI

```

void TIMER_isr()
{
    disable_interrupts(INT_TIMER1);
    clear_interrupt(INT_TIMER1);

    if(running_motor==1) //Flag Motor Rodando
    {

        Digital = read_adc();
        H = Digital*0.12038;

        //CONTROLADOR
        en = ref-H; //Calcula o Erro
        un = 0.00613*en - 0.003465*en1 + un1;
        en1 = en;
        un1 = un;

        //ATRIBUI VALOR CALCULADO AO DUTY
        un = un*10000;
        if(un>9500)
        {
            un = 9500;
        }
        if(un<0)
        {
            un = 0;
        }
        duty = (unsigned int)un;
        enable_interrupts(INT_TIMER1);
    }
}

```


Referências

- 1 YEDAMALE, P. *AN885 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. 2003. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>>.
- 2 BARATIERI, C. L. *Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC Submetidos a Variações Periódicas de Carga*. Monografia (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- 3 BROWN, W. *AN857 - Brushless DC Motor Control Made Easy*. 2002. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00857B.pdf>>.
- 4 ON SEMICONDUCTOR. *Datasheet - 6N137*. Disponível em: <http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC33039-D.PDF>.
- 5 FITZGERALD, F. S. K.; JUNIOR, C. K.; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas*. [S.l.]: ARTMED - BOOKMAN, 2014.
- 6 MOURA, R. L. *O Uso de Microcontroladores no Acionamento e Controle de Motores Brushless DC*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — EESC – USP, 2010.
- 7 CEZARE, M. J. *Ponte Inversora Trifásica de Média Potência para Acionamento de Alto Desempenho*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — EESC – USP, 2007.
- 8 EHSANI, M.; RAHMAN, K.; TOLIYAT, H. Propulsion system design of electric and hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1997.
- 9 TANAKA, C. N. *Metodologia de dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos*. Monografia (Dissertação de Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2013.
- 10 KRISHNAN, R. Permanent magnet synchronous and brushless dc motor drives. *Unites States of America: CRC Press*, 2009.
- 11 CHIASSON, J. Modeling and high performance control of electric machines. *Hoboken, New Jersey*, 2005.
- 12 MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *Datasheet - IR2110*. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>>.
- 13 STMICROELECTRONICS. *Datasheet - MOSFET IRFP450*. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXrutyw.pdf>>.
- 14 ON SEMICONDUCTOR. *Datasheet - Diodo MUR460*. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet2/2/05sldlujt3s84tphhkdlfxwctkky.pdf>>.
- 15 FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *Datasheet - MC33039*. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/6N/6N137.pdf>>.
- 16 EXTREME TOYS. Disponível em: <<http://www.extremetoys.com.br/>>.
- 17 GARCIA, C. Controle de processos industriais. *Apostila. IMT - Instituto Mauá de Tecnologia, Escola de Engenharia de Mauá*, 2003.

18 SILVA, J. M. G. da. *O Controle Proporcional-Integral (PI)*. 2000. Disponível em: <http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node28.html>.